

Desenvolvimento e Controlo de um Veículo Autónomo Aéreo Quadrotor

Guilherme Marques Amaral Silva

1040139

— *orientador* —

Alfredo Manuel Oliveira Martins (Mestre)

ISEP/LSA

Tese submetida no âmbito do

Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Ramo de Sistemas Autónomos

NOVEMBRO DE 2009

MESTRADO EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

Desenvolvimento e Controlo de um Veículo Autónomo Aéreo Quadrotor

por

Guilherme Marques Amaral Silva

LABORATÓRIO DE SISTEMAS AUTÓNOMOS

INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DO PORTO

Tese de mestrado orientada por:

Alfredo Manuel Oliveira Martins, *Mestre*

LABORATÓRIO DE SISTEMAS AUTÓNOMOS

INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DO PORTO

Porto, Novembro 2009

Resumo

A crescente necessidade de meios de inspecção e recolha de informação de infra-estruturas e do meio ambiente natural, origina o recurso a meios tecnológicos cada vez mais evoluídos. Neste contexto, os robôs móveis autónomos aéreos surgem como uma ferramenta importante. Em particular, os veículos aéreos de asa móvel, pela sua manobrabilidade e controlo podem-se utilizar eficazmente em meios complexos como cenários interiores onde o ambiente é parcialmente controlado. A sua utilização em coordenação com outros veículos robóticos móveis e em particular com a crescente autonomia de decisão, permitem uma eficiência elevada, por exemplo, em tarefas de recolha automática de informação, vigilância, apoio a comunicações, etc.

A inexistência de um veículo autónomo de asa móvel no cenário multi-robótico desenvolvido pelo Laboratório de Sistemas Autónomos do Instituto Superior de Engenharia do Porto, aliada às suas aplicações referidas, criou a necessidade do desenvolvimento de um veículo desta gama. Identificou-se, pois, o desenvolvimento de um veículo autónomo aéreo do tipo quadrotor com capacidade de voo base estabilizado como o problema a resolver.

Foi efectuado um levantamento de requisitos do sistema, a caracterização de um veículo autónomo aéreo *Vertical Take-off and Landing* - VTOL, e efectuado um trabalho de pesquisa a fim de possibilitar o conhecimento das técnicas e tecnologias envolvidas.

Tendo em vista o objectivo de controlo e estabilização do veículo, foi efectuada a modelização do sistema que serviu não só para a melhor compreensão da sua dinâmica mas também para o desenvolvimento de um simulador que possibilitou a validação de estratégias de controlo e avaliação de comportamentos do veículo para diferentes cenários.

A inexistência de controladores de motores *brushless* adequada (frequência de controlo), originou o desenvolvimento de um controlador dedicado para motores *brushless*, motores esses utilizados para a propulsão do veículo. Este controlador permite uma taxa de controlo a uma frequência de 20KHz, possui múltiplas *interfaces* de comunicação (CAN, RS232, Ethernet, SPI e JTAG), é de reduzido peso e dimensões e modular, visto ter sido implementado em dois módulos, i.e., permite a sua utilização com diferentes *interfaces* de potência.

Projectou-se um veículo autónomo aéreo em termos físicos com a definição da sua arquitectura de *hardware* e *software* bem como o sistema de controlo de voo.

O sistema de estabilização de voo compreende o processamento de informação fornecida por um sistema de navegação inercial, um sonar e o envio de referências de velocidade para cada um dos nós de controlo ligados a um barramento CAN instalado no veículo.

A implementação do veículo foi alcançada nas suas vertentes mecânica, de *hardware* e *software*. O UAV foi equipado com um sistema computacional dotando-o de capacidades para o desempenho de tarefas previamente analisadas.

No presente trabalho, são também tiradas algumas conclusões sobre o desenvolvimento do sistema e sua implementação bem como perspectivada a sua evolução futura no contexto de missões coordenadas de múltiplos veículos robóticos.

Palavras-chave

Quadrotor, UAV, VTOL, Controlo, PID, *Backstepping*, *brushless*, aéreo, robô.

Abstract

The growing needs for infrastructures and of natural environment inspection and information collection, leads to the use of increasingly evolved technological means. In this context, mobile autonomous aerial robots arise as an important tool. In particular, the mobile wing aerial vehicles for its maneuverability and control can be used effectively in complex environments such as indoor scenarios where the environment is partially controlled. The use in coordination with other mobile robotic vehicles and particularly with the increasing autonomy of decision, allow a high efficiency for example in tasks of automatic collection of information, surveillance, communications support, etc.

The lack of an autonomous vehicle with mobile wing in the multirobotic scenario developed in Autonomous Systems Laboratory of the Polytechnic Institute of Engineering of Porto, allied with their referred applications, created the need of development of a vehicle in this gamma. The development of an autonomous aerial vehicle, type quadrotor, with based flight ability was identified as a problem to be solved.

A survey of system requirements along with the *Vertical Take-off and Landing* autonomous aerial vehicle, the characterization was carried out.

The system was modelled in order to develop a simulator for validation of control strategies and behaviour evaluated in multiple scenarios.

The lack of appropriate brushless motors controllers (control rate) led the development of a dedicated controller for this type of motors, used for vehicle propulsion. This controller allows the control rate at a frequency of 20KHz, has multiples communications interfaces (CAN, RS232, Ethernet, SPI and JTAG), has reduced weight and dimensions and modular, since it was implemented in two modules, allows its utilization with different power interfaces.

The autonomous aerial vehicle was designed both in mechanics terms and also with the definition of their architecture of hardware, software and the system of flight control.

The stabilization system includes flight processing information provided by an inertial navigation system and a sonar and produces speed references for each of the nodes connected to a CAN bus installed in the vehicle.

The implementation of the vehicle was achieved in its mechanics, hardware and software perspectives. The UAV was equipped with suitable designed on board computer system.

In present work some conclusions on the development process are also drawn as well as envisaged future developments in the context of coordinated missions of multiple robotic vehicles.

Keywords

Quadrotor, UAV, VTOL, Control, PID, backstepping, brushless, aerial, robot.

Agradecimentos

Ao meu orientador, Prof. Alfredo Martins, pelo apoio demonstrado no decorrer deste trabalho, pela confiança em mim depositada e pelos conselhos e críticas elaboradas com o intuito de melhorar a minha evolução e o meu trabalho.

Ao André Dias, Prof. Luís Lima e Prof. José Almeida pela ajuda e “socorrismo” prestados nas horas de maior aflição.

Aos meus Avós, Irmão, Mãe e Padrasto que, desde sempre, proporcionaram todas as condições para alcançar e concluir esta etapa da minha vida.

À Anabela Pinho, pelo carinho, paciência e compreensão que demonstrou estando sempre ao meu lado dando apoio e força para alcançar os meus objectivos.

Ao Cândido Duarte, por toda a ajuda que prestou, conhecimento que transmitiu e verdadeiro amigo que sempre se demonstrou ser.

A todos os elementos do Laboratório de Sistemas Autónomos pelo descontraído ambiente de trabalho criado e apoio prestado. Não poderia deixar de citar os amigos mais próximos: Ivo Costa, Sérgio Coelho, Pedro Pereira, João Sousa e Miguel Magalhães.

Ao Tiago Sarmiento pelo companheirismo e amizade sempre demonstrada. Por todos os momentos menos bons que foi vítima de desabafos e “palavras tortas”. Pela ajuda que deu no decorrer do trabalho e pela fantástica pessoa que é!!

Ao Nuno Bessa e à Sandra Moreira, pela confiança que sempre depositaram, pela amizade e pelas palavras deixadas nos momentos mais amargos desta caminhada.

Guilherme Marques Amaral Silva

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Ao meu Pai

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Conteúdo

Resumo	v
Abstract	vii
Agradecimentos	ix
Lista de símbolos	xxv
Acrónimos	xxviii
1 Introdução	1
1.1 História	2
1.2 Contextualização	5
1.3 Aplicações	6
1.3.1 Cíveis	6
1.3.2 Científicas	7
1.3.3 Militares	7
1.3.4 Operações Comuns	7
1.4 Classificação de UAV's	8
1.5 Objectivos	10
1.6 Organização da tese	10
2 Estado da Arte	13
2.1 STARMAC - Stanford Testbed of Autonomous Rotorcraft for Multi-Agent Control	13
2.2 OS4 - Omnidirectional Stationary Flying Outstretched Robot	14

CONTEÚDO

2.3	SWARM	15
2.4	Aalborg Universitet	16
2.5	X-4 Flyer Mark II	16
2.6	GRASP Laboratory	17
2.7	Team Swift - Indian Institute of Technology Madras	18
3	Requisitos do Sistema	21
3.1	Manobras	21
3.2	Comunicações	22
3.3	Estrutura	22
3.4	Interacção Homem-Máquina	22
3.5	Interface Homem-Máquina	23
3.6	Sensores	23
3.7	Propulsão	24
3.8	Alimentação	24
3.9	Peso e capacidade de carga	24
3.10	Características de voo	24
4	Modelização do Sistema	25
4.1	Referenciais	27
4.1.1	Referencial ECEF - (<i>Earth-Centered, Earth-Fixed</i>)	27
4.1.2	Referencial NED - (<i>North-East-Down</i>)	27
4.1.3	Referencial do Corpo	29
4.1.4	Relacionamento entre os referenciais do veículo e da Terra	29
4.2	Variações angulares	32
4.3	Modelo do sistema utilizando uma abordagem <i>Newton-Euler</i>	32
4.4	Modelo aerodinâmico	41
4.4.1	Força <i>Thrust</i>	42
4.4.2	Força Hub	43
4.4.3	Momento de <i>drag</i>	43
4.4.4	Momento de <i>rolling</i>	44
4.4.5	Momentos <i>Rolling</i>	45
4.4.6	Momentos <i>Pitching</i>	45

4.4.7	Momentos <i>Yawing</i>	45
4.4.8	Forças ao longo do eixo X	46
4.4.9	Forças ao longo do eixo Y	46
4.4.10	Forças ao longo do eixo Z	46
4.4.11	Equações do modelo aerodinâmico	47
5	Controlo	49
5.1	Arquitectura de Controlo	50
5.2	Controlador PID	50
5.2.1	Acção de controlo proporcional	51
5.2.2	Acção de controlo proporcional e integrativa	51
5.2.3	Acção de controlo proporcional e derivativa	52
5.2.4	Acção de controlo proporcional, integrativa e derivativa	52
5.2.5	Controlo de altitude	53
5.3	Sistemas não Lineares	54
5.3.1	Crítério de Lyapunov	54
5.4	Controlo Integral Backstepping	56
5.4.1	Controlo da atitude	57
5.4.2	Controlo da altitude	60
5.4.3	Controlo em posição	60
5.5	Controlo de motores BLDC - <i>Brushless Direct Current</i>	61
5.5.1	Método de funcionamento de um motor <i>brushless</i>	61
5.5.2	Inversor trifásico	62
5.5.3	Tipos de modulação	63
5.5.4	Método de determinação da posição do rotor	68
6	Simulador do Sistema	73
6.1	Introdução	73
6.2	Descrição dos blocos	74
6.2.1	Condições iniciais	74
6.2.2	Controlo PID	74
6.2.3	Autopilot	74
6.2.4	Dinâmica	75

CONTEÚDO

6.2.5	Motores	76
6.2.6	Resultados obtidos	79
7	Projecto e Arquitectura	89
7.1	Opções de projecto	89
7.2	Arquitectura Sistema	90
7.3	Arquitectura <i>Software</i>	90
8	Implementação	97
8.1	Veículo	97
8.2	Estrutura	99
8.3	Motores	99
8.4	Hélices	100
8.5	Controlador Brushless	101
8.5.1	Módulo dos Sinais	102
8.5.2	Módulo de Potência	104
8.6	Módulo Central	106
8.7	INS - <i>Inertial Navigation System</i>	107
8.8	Receptor GPS	109
8.9	Sistema Computacional	110
8.9.1	Motherboard Pico-ITX	110
8.9.2	Leitor de cartões CF	111
8.9.3	Conversor DC/DC para alimentação da <i>motherboard</i>	111
8.9.4	<i>Access Point</i>	112
8.9.5	Sonar	112
9	Conclusões e Trabalho Futuro	115
A	Apêndice do Simulador	123
A.1	Blocos do Simulador	123
A.1.1	Condições Iniciais	123
A.1.2	Controlo PID	124
A.1.3	AutoPilot	124
A.1.4	Forças Aerodinâmicas	125

A.1.5	Motores	125
A.2	Ficheiro <i>init.m</i>	125
B	Preliminares sobre Motores Brushless	127
B.0.1	Constituição de um motor BLDC	128
B.0.2	Tipos de motores BLDC	129
C	Preliminares sobre Sistemas Inerciais de Navegação	131
C.1	Introdução	131
C.2	Tipos de INS	132
C.2.1	INS <i>Gimballed</i>	132
C.2.2	INS <i>Strapdown</i>	132
D	Protocolos de Comunicação	135
D.1	CAN - <i>Controller Area Network</i>	135
D.1.1	Atributos	135
D.1.2	Aplicações do protocolo CAN	136
D.1.3	Características do protocolo CAN	136
D.2	RS-232	139
D.2.1	Características Eléctricas	139
D.2.2	Características Funcionais	140
D.2.3	Características Mecânicas	141
E	Esquemáticos do Controlador <i>Brushless</i>	143

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Lista de Figuras

1.1	Representação de um voo do mecanismo criado por Archytas	2
1.2	Um “pássaro voador” com um mecanismo idêntico ao criado por Archytas	3
1.3	Mecanismo desenvolvido por Leonardo Da Vinci (<i>Air Screw</i>)	3
1.4	Distribuição da produção de modelos VTOL pelo Mundo	4
1.5	Exemplo de mapeamento aéreo	7
1.6	Exemplos de UAV’s da categoria pequenos	8
1.7	Exemplos de UAVs da categoria médio	9
1.8	Exemplo de um UAV da categoria grande	9
2.1	Quadrotor STARMAC	14
2.2	Estrutura de navegação e controlo do STARMAC	14
2.3	Quadrotor OS4	15
2.4	Estrutura de controlo implementada no quadrotor OS4	15
2.5	Coordenação multi-robot com veículos do projecto SWARM	16
2.6	Arquitectura utilizada por estudantes da <i>Aalborg Universitet</i>	16
2.7	Quadrotor X-Pro	17
2.8	Quadrotor <i>X-4 Flyer Mark II</i>	17
2.9	Imagem obtida através do sistema de visão	18
2.10	Quadrotor da <i>Team Swift</i> do <i>Indian Institute of Technology Madras</i> . .	19
4.1	Descrição de movimentos do quadrotor	25
4.2	Referencial ECEF	28
4.3	Referencial NED	28
4.4	Referenciais	29
4.5	Ângulos de <i>Tait-Bryan</i>	30

LISTA DE FIGURAS

4.6	Possíveis subistemas do sistema global	41
4.7	Demonstração do momento de <i>rolling</i> num rotor	44
5.1	Arquitectura do controlador de <i>hover</i> do quadrotor	50
5.2	Diagrama de blocos de um controlador proporcional, integrativo e deriva- tivo	52
5.3	Controlador PID de altitude	54
5.4	Representação geométrica de uma função de Lyapunov	55
5.5	Representação dos tipos de estabilidade	56
5.6	Esquema transversal de um motor <i>brushless</i> de 3 fases	61
5.7	Combinações possíveis de alimentação de fases para um motor BLDC	62
5.8	Esquema eléctrico de um inversor trifásico	63
5.9	Rotação de um motor <i>brushless</i> com modulação de 120°	64
5.10	Ligação de várias bobinas nos 3 enrolamentos	64
5.11	Formas de onda para modulação de 120°	65
5.12	Formas de onda para modulação de 180°	66
5.13	Modulação sinusoidal	67
5.14	Modulação quase sinusoidal	68
5.15	Método standard de sensing de posição num motor BLDC.	69
5.16	Disparos dos interruptores através de sensores de efeito de <i>Hall</i>	70
5.17	Método de medição da força contra-electromotriz	70
5.18	Forma de onda da força contra-electromotriz	70
5.19	Esquema de detecção da força contra-electromotriz	71
5.20	Disparo dos interruptores através do "Back EMF"	71
6.1	Simulador do sistema em diagrama de blocos	74
6.2	Esquema de um motor DC	77
6.3	Cilindro oco em rotação	77
6.4	Tubo em rotação	78
6.5	Controlo com controlador P, PI, PD e PID	80
6.6	Altitude e atitude do veículo para a manobra 1	81
6.7	Controlador PID vs Controlador <i>Backstepping</i> para a manobra 1	82
6.8	Controlador PID vs Controlador <i>Backstepping</i> para a manobra 2	83

6.9	Controlador PID vs Controlador <i>Backstepping</i> para a manobra 3 - Condição inicial 1	84
6.10	Controlador PID vs Controlador <i>Backstepping</i> para a manobra 3 - Condição inicial 2	85
6.11	Controlo com controlador <i>backstepping</i> para a manobra 3	86
6.12	Diferentes trajectórias do veículo	87
6.13	Trajectória seguida pelo veículo a partir de pontos fornecidos	87
7.1	Arquitectura do Sistema	91
7.2	Hierarquia de controlo	91
7.3	Arquitectura do <i>software</i> do módulo central	92
7.4	Arquitectura do <i>software</i> da SBC	93
7.5	Arquitectura do controlador BLDC	94
8.1	Aspecto do quadrotor	98
8.2	Estrutura do quadrotor	99
8.3	Motor <i>brushless</i> AXI2217/16	99
8.4	Hélices	100
8.5	Controlador de motores <i>brushless</i> desenvolvido no LSA	101
8.6	Diagrama da placa de sinais do controlador de motores <i>brushless</i>	103
8.7	Placa de sinais do controlador de motores <i>brushless</i>	103
8.8	Placa de sinais antes da fase de soldadura	104
8.9	Diagrama da placa de potência do controlador de motores <i>brushless</i>	104
8.10	Placa de potência do controlador de motores <i>brushless</i> (Versão 1)	105
8.11	Placa de Potência V1 antes da fase de soldadura	105
8.12	Placa de Potência V2 antes da fase de soldadura	105
8.13	Módulo central	106
8.14	INS aplicado no quadrotor	107
8.15	<i>Roll</i>	108
8.16	<i>Pitch</i>	108
8.17	<i>Yaw</i>	109
8.18	Receptor GPS <i>Novatel Superstar II</i>	109
8.19	Sistema Computacional	110

LISTA DE FIGURAS

8.20	Motherboard Pico-ITX	110
8.21	Leitor de cartões CF	111
8.22	Conversor DC/DC	111
8.23	<i>Access Point PicoBoard</i>	112
8.24	Sonar SRF02 da <i>Devantech</i>	112
8.25	Padrão de medida para o feixe SRF02	113
8.26	Recta de calibração do sonar	113
A.1	Bloco das condições iniciais do sistema	123
A.2	Bloco do controlador PID	124
A.3	Bloco do AutoPilot	124
A.4	Bloco do Quadrotor	125
A.5	Bloco dos motores	125
B.1	Princípio de funcionamento de um motor DC	128
B.2	Exemplo de motor <i>brushless inrunner</i>	129
B.3	Exemplo de motor <i>brushless outrunner</i>	130
B.4	Sensor de <i>Hall</i> aplicado para determinação de posição de motor BLDC .	130
C.1	Diagrama de um INS <i>Gimballed</i>	132
C.2	Diagrama de um INS <i>Strapdown</i>	133
D.1	<i>Pin-out</i> de um conector DB9	141
E.1	Esquemático da placa de sinais (parte 1/2)	144
E.2	Esquemático da placa de sinais (parte 2/2)	145
E.3	Esquemático da placa de potência (parte 1/2)	146
E.4	Esquemático da placa de potência (parte 2/2)	147

Lista de Tabelas

1.1	Comparação entre princípios de voo	6
5.1	Comportamento das características de uma resposta face à variação (aumento) dos parâmetros PID	53
5.2	Comutação de estados em modulação de 120°	65
5.3	Comutação de estados em modulação de 180°	66
5.4	Comutação dos estados através de sensores de efeito de <i>Hall</i>	69
6.1	Parâmetros do motor para efeito de simulação	76
6.2	Parâmetros da hélice utilizada para a implementação do projecto	78
8.1	Características motores <i>AXI 2217/16 Gold Line</i>	100
8.2	Identificados de cada entidade conectada ao barramento CAN	102
8.3	Identificador das mensagens CAN transaccionadas no barramento	107
A.1	Variáveis presentes no ficheiro <i>init.m</i>	126
D.1	Sinais especificados pela norma EIA/TIA-232	141

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Lista de símbolos

A	Área do disco da hélice (quando em rotação)
A_c	Área da fuselagem
C_T	Coeficiente de <i>thrust</i>
C_T	Coeficiente de <i>hub</i>
C_Q	Coeficiente de <i>drag</i>
C_{R_m}	Coeficiente do momento de <i>rolling</i>
F_B	Somatório das forças actuadoras no corpo, no referencial B
F_E	Somatório das forças actuadoras no corpo, no referencial E
F_g	Força gravítica
F_m	Força produzida pelos quatro motores, no referencial B
$I_{xx,yy,zz}$	Momentos de inércia
J_r	Momento do rotor
N	Número de pás por hélice
m	Massa total do corpo
l	Distância horizontal: do centro do motor ao centro de massa
h	Distância vertical: do centro do motor ao centro de massa
g	Aceleração gravítica
R	Matriz de rotação
R_m	Momento de <i>rolling</i>
R_{rad}	Raio do rotor
T	Força <i>Thrust</i>
H	Força <i>Hub</i>
Q	Momento de <i>drag</i>
p,q,r	Velocidade angular do corpo
v_1	Velocidade <i>inflow</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

V_h	Velocidade horizontal do motor
x,y,z	Posição nas coordenadas do corpo
X,Y,Z	Posição nas coordenadas da Terra
σ	Coefficiente de solidez
ϕ	Ângulo <i>roll</i>
ϕ_d	Ângulo <i>roll</i> desejado
θ	Ângulo <i>pitch</i>
θ_d	Ângulo <i>pitch</i> desejado
θ_0	Ângulo de incidência (<i>Pitch of incidence</i>)
θ_{tw}	Ângulo de torção (<i>Twist pitch</i>)
λ	Razão de fluxo (<i>inflow ratio</i>)
ψ	Ângulo <i>yaw</i>
ω	Variação angular do corpo
μ	Relação de antecedência do rotor
v	Vector de velocidade
ρ	Densidade do ar
Ω	Variação angular da hélice
Ω_{mot}	Velocidade linear do motor
Ω_r	Velocidade angular residual de todas as hélices

Acrónimos

ARM	<i>Advanced Risk Machine</i>
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
bps	Bits por segundo
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CF	<i>Compact Flash</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DCM	<i>Direct Cosine Matrix</i>
DOF	<i>Degrees of Freedom</i>
EGNOS	<i>European Geostationary Navigation Overlay Service</i>
EIA	<i>Telecommunications Industry Association</i>
EPFL	<i>École Polytechnique Fédérale de Lausanne</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GUI	<i>Graphical User Interface</i>
IARC	<i>International Aerial Robotics Competition</i>
IB	<i>Integral Backstepping</i>
I&D	Investigação & Desenvolvimento
IMU	<i>Inertial Measurement Unit</i>
INS	<i>Inertial Navigation System</i>
ISEP	Instituto Superior de Engenharia do Porto
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
LIDAR	<i>Light Detection and Ranging</i>
LINCE	<i>Land Intelligent Cooperative Explorer</i>
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
LSA	Laboratório de Sistemas Autónomos

OSI	<i>Open System Interconnection</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PID	Proporcional Integral Derivativo
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RF	Rádio Frequência
SBAS	<i>Satellite Based Augmentation System</i>
SBC	<i>Single Board Computer</i>
SI	Sistema Internacional
STARMAC	<i>Stanford Testbed of Autonomous Rotorcraft for Multi-Agent Control</i>
TIA	<i>Telecommunications Industry Association</i>
TIGRE	<i>Terrestrial Inteligent General Purpose Robotic Explorer</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle</i>
UGV	<i>Unmanned Ground Vehicle</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
USV	<i>Unmanned Surface Vehicle</i>
VTOL	<i>Vertical Take-off and Landing</i>
WAAS	<i>Wide Area Augmentation System</i>
μ C	Microcontrolador

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 1

Introdução

A complexidade da intervenção humana no meio natural tem originado uma crescente necessidade de acções de inspecção quer de infra-estruturas quer do próprio meio envolvente. A inspecção de infra-estruturas complexas exige a disponibilidade de meios adequados, requerendo muitas vezes a necessidade de obter informação visual (ou outra informação sensorial) a partir de múltiplos pontos de observação. Neste contexto, a utilização de robôs móveis aéreos fornece uma ferramenta valiosa. Os veículos aéreos de asa fixa possuem fortes limitações em termos de locomoção quer pela impossibilidade de permanecerem estacionários quer pela dificuldade de operação em interiores ou de manobrar em espaços confinados. Os robôs móveis de asa móvel surgem desta forma como solução adequada para a disponibilização de informação para inspecção de estruturas e locais inacessíveis. Pela sua manobrabilidade, e aliada ao vasto número de cenários de aplicação em que, o ambiente é parcialmente estruturado e conhecido, tornam-se uma mais valia relevante. De notar ainda a utilidade destes sistemas no contexto de operação com múltiplos robôs móveis e em particular pelo apoio que podem prestar com outros sistemas (como por exemplo a recolha de imagens aéreas, *relay* de comunicações ou apoio à navegação de outros robôs).

Enquadrada na actividade de I&D do LSA-ISEP, emergiu a necessidade de desenvolvimento de um veículo autónomo aéreo capaz de endereçar estes problemas. Desta forma, surgiu o presente projecto no sentido de desenvolver um sistema autónomo aéreo (de asa móvel) capaz de possuir capacidades avançadas de controlo de voo, processamento e decisão a bordo bem como prevendo a sua integração num cenário de operação

com múltiplos veículos heterogêneos nomeadamente os robôs móveis marinho ROAZ e terrestres LINCE e TIGRE. Para este sistema a desenvolver, optou-se por uma configuração do tipo quadrotor (quatro motores independentes) quer pela sua facilidade de construção quer de controlo.

1.1 História

Segundo registos, a primeira grande descoberta que contribuiu para o avanço de mecanismos autónomos, ocorreu durante a era de Pitágoras, antigo aluno de Thales durante alguns anos e de matemáticos “Pitagóricos”. O primeiro avanço em mecanismos autónomos foi atribuído a Archytas da cidade de Tarantas no sul de Itália, também conhecido por “Leonardo Da Vinci do mundo antigo” – figura 1.1. Aplicando séries de noções geométricas e observações do estudo de estruturas, ligações e articulações, ele criou mecanismos, desenhou-os e construiu-os. Assim, em 425 A.C, criou o primeiro *Unmanned Aerial Vehicle* (UAV) de todos os tempos através da construção de um pássaro mecânico, *i.e.* um pombo com a capacidade de voar através do movimento das asas que fornecia energia para o mecanismo localizado no seu estômago. É alegado que o mecanismo voou cerca de 200m antes de cair ao solo uma vez que gastou toda a energia. O pombo não conseguia voar outra vez sem que o mecanismo fosse reposto.



Figura 1.1: Representação de um voo do mecanismo criado por Archytas [1]

Durante a mesma era, na China, cerca de 400 A.C., os chineses foram os primeiros a documentar a ideia de uma aeronave de vôo vertical. A versão mais antiga dos chineses

consistia numa vara com penas na extremidade. Um movimento giratório era aplicado à vara através das mãos até haver sustentação para o mecanismo entrar em vôo livre. Mais de dezessete séculos depois, a ideia inicial de Archytas voltou a ser falada: um “pássaro voador” similar, creditado por um desconhecido engenheiro do Renascimento foi documentado – figura 1.2. Não é conhecido se esta nova concepção foi baseada em Archytas, contudo o conceito foi muito semelhante.

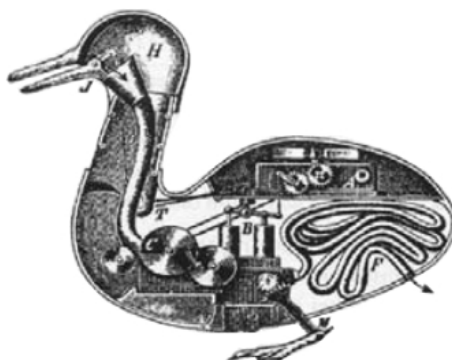


Figura 1.2: Um “pássaro voador” com um mecanismo idêntico ao criado por Archytas [1]

Leonardo Da Vinci, em 1483, desenhou uma aeronave capaz de efectuar a manobra de *hovering*, designada por *aerial screw* ou *air gyroscope* – figura 1.3. Esta manobra consiste na anulação dos 3 ângulos que caracterizam a atitude do veículo: *roll*, *pitch* e *yaw*. A referida aeronave tinha 5 metros de diâmetro e a ideia era fazer *shaft turn* e se a força aplicada fosse suficiente, a máquina conseguiria voar. Esta máquina é considerada por alguns peritos como o antecessor do helicóptero dos dias de hoje.



Figura 1.3: Mecanismo desenvolvido por Leonardo Da Vinci (*Air Screw*) [1]

Os UAV's têm vindo a desenvolver-se em diversas aplicações militares, civis e científicas. Foram introduzidos pela primeira vez na primeira guerra mundial (1917) pelo exército americano. Devido à escassa fiabilidade e imprecisão deste tipo de veículos nesta altura, foram dados como inutilizáveis em aplicações militares pela maior parte dos líderes políticos e militares [1]. Poucas foram as pessoas que acreditaram e, por isso, previram as potencialidades futuras destes veículos em aplicações militares. Graças a elas, em 1991, após a operação *Desert Storm*, no Kuwait, e do conflito na Península Balcânica, os UAV's ganharam terreno havendo então um maior interesse pelo sector. Em 1997, o rendimento total dos UAV's no mercado global, incluindo o segmento *Vertical Take-Off and Landing* (VTOL), alcançou os 2.27 biliões de dólares. Em 2000, o governo americano investiu 660.7 milhões de dólares em UAV's e 106.5 milhões de dólares em VTOL's [2]. Os ataques de 11 de Setembro de 2001 vieram impulsionar o mercado dos UAV's para combater o terrorismo.

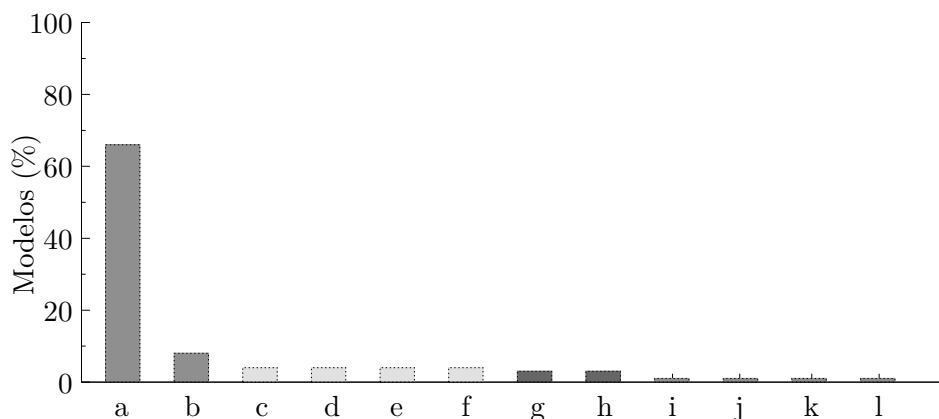


Figura 1.4: **Distribuição da produção de modelos VTOL pelo Mundo** - (a) USA ; (b) França ; (c) Israel ; (d) Japão ; (e) Canada ; (f) Suécia ; (g) Reino Unido ; (h) Alemanha ; (i) Rússia ; (j) China ; (k) Coreia do Sul ; (l) Áustria

No mercado dos UAV's, o sector que mais se tem destacado é o dos VTOL's. A América, como continente, conta já com 68% dos veículos VTOL, a nível mundial, enquanto que a Europa e Ásia com 22% e 10%, respectivamente. A distribuição, a nível mundial, é apresentada na figura 1.4 onde é notável a contribuição dos Estados Unidos da América. A maioria dos VTOL's têm como destino aplicações militares.

1.2 Contextualização

O contínuo desenvolvimento da tecnologia tem proporcionado a construção de plataformas capazes de efectuar tarefas que, em tempos, pensava-se serem indispensáveis da intervenção humana. Os UAV's são um exemplo deste tipo de plataformas. A maior vantagem destes veículos é a ausência humana a bordo. Desta forma, a aeronave tem uma estrutura inferior e consequentemente menos complexa. Toda a instrumentação necessária para a navegação a bordo deixa de ser importante e como tal, substituída por *hardware* mínimo indispensável para o controlo do veículo. O custo dos UAV's é inferior comparativamente a uma aeronave de vôo para humanos. Os UAV's têm vindo a ser cada vez mais populares tanto no sector privado como no sector público, especialmente em missões de pesquisa em locais com difícil acesso e missões de inspecção.

Dentro do grupo dos UAV's e, devido às condições tecnológicas existentes hoje em dia, há um tipo de aeronave que está a gerar cada vez mais interesse na comunidade científica e comercial: o quadrotor. Este tipo de veículo, em semelhança ao helicóptero, enquadra-se na categoria dos VTOL pois apesar de não ser tripulado tem a capacidade de descolar e aterrar segundo um eixo vertical. Munido de 4 motores que lhe conferem uma total locomoção em qualquer eixo, tem a vantagem de ser mais fácil de controlar relativamente ao helicóptero e de necessitar de uma reduzida área para descolar/aterrar. A disposição dos propulsores é em forma de cruz. A fim de demonstrar que os VTOL têm mais potencialidades que outros princípios de vôo, segue a tabela comparativa 1.1. Após a análise da comparação podemos concluir que o princípio de vôo utilizado pelo helicóptero é o mais vantajoso.

Tabela 1.1: Comparação entre princípios de voo (1 = Mau, 3 = Bom)

	Avião	Helicóptero	Pássaro	Autogiro	Dirigível
<i>Potência requerida</i>	2	1	1	2	3
<i>Controlo</i>	2	1	1	2	3
<i>Payload/Volume</i>	3	2	2	2	1
<i>Manobrabilidade</i>	2	3	3	2	1
<i>DOF</i>	1	3	3	2	1
<i>Vôo estacionário</i>	1	3	2	1	3
<i>Vôo a baixa velocidade</i>	1	3	2	2	3
<i>Vulnerabilidade</i>	2	2	3	2	2
<i>VTOL</i>	1	3	2	1	3
<i>Resistência</i>	2	1	2	1	3
<i>Miniaturização</i>	2	3	3	2	1
<i>Utilização indoor</i>	1	3	2	1	2
<i>Total</i>	20	28	26	20	26

1.3 Aplicações

Os sistemas VTOL têm características específicas que permitem a execução de tarefas que de outra forma seriam difíceis ou impossíveis de se realizar. Algumas aplicações são abaixo referidas.

1.3.1 Cíveis

Em aplicações civis o UAV deve ser capaz de efectuar manobras de pesquisa, batimetria, mapeamento aéreo - figura 1.5, e monitorização de uma determinada área. Deve também ser capaz de efectuar missões de inspecção em áreas de difícil acesso para a pesquisa de danos ou defeitos, e.g. em pilares de pontes, fachadas de edifícios altos e barragens.

Neste último caso, o operador pode eventualmente definir pontos para o UAV seguir dependendo do modo de inspecção. Se o modo for “detecção de uma marca”, o operador deve indicar a altura máxima que o UAV pode atingir e este deve patrulhar essa área. Quando encontrar a marca, deve fixar a posição e enviar uma fotografia para a estação terra. Caso o modo seja “inspecção da área”, o operador deve fornecer os limites dessa área. O UAV deve “varrer” a área definida e, em simultâneo, enviar vídeo para a estação terra.



Figura 1.5: Exemplo de mapeamento aéreo [3]

1.3.2 Científicas

Para aplicações científicas, este veículo autónomo deve ser capaz de efectuar a manobra de *hovering*, seguir/perseguir objectos e seguir pontos georreferenciados. Estes três são os mais importantes para o desenvolvimento de coordenação entre veículos autónomos, como por exemplo UAV's, *Unmanned Surface Vessel* (USV's) ou *Unmanned Ground Vehicle* (UGV's).

1.3.3 Militares

Em ambientes militares o UAV deve ser capaz de realizar missões de reconhecimento e imposição da lei. Nas missões de reconhecimento, o operador deve definir o ponto segundo o qual o quadrotor deve iniciar o reconhecimento da área. Sempre que necessário o quadrotor deve enviar imagens ou vídeos para a estação terra. Essa área pode ser hostil ou amigável. Em missões de imposição da lei, dois exemplos de objectivos são a pesquisa de pessoas desaparecidas/fugitivas e o controlo/monitorização de multidões.

1.3.4 Operações Comuns

Todos os cenários poderão se enquadrar em ambientes aéreos ou fechados. No caso de ambientes fechados, o veículo deve ser capaz de passar por portas estreitas, janelas ou passagens apertadas. O UAV deve ser capaz de efectuar a manobra de aterragem numa área reduzida.

1.4 Classificação de UAV's

Actualmente, há uma vasta variedade de UAV's com diferentes formas, tamanhos, configurações e características. Segundo uma classificação típica, ainda que pouco específica, os UAV's enquadram-se numa das seguintes seis categorias: “Alvo e Armadilha”, onde o veículo, pelo solo ou pelo ar, simula um míssil ou aeronave inimiga; “Reconhecimento”, quando a missão é reconhecer o campo de batalha; “Combate”, vocacionados para capacidade de ataque em missões de alto risco; “Logístico”, especialmente projectado para carga e operações de logística; “Desenvolvimento e Investigação”, quando usado para novos desenvolvimentos de tecnologia para UAV's; e finalmente, “Civis e Comerciais”, quando projectados para aplicações deste tipo.

Quando a classificação se baseia em “sobrevivência da aeronave”, a divisão é feita em três categorias: pequeno, médio e grande. A divisão tem como consideração o tamanho, velocidade e altitude de operação.

- **Pequenos:** peso bruto inferior a 230 Kg, uma envergadura até 6 metros, altitude de operação abaixo dos 3050m e velocidade de operação de, aproximadamente, 190 Km/h. Aeronaves desta categoria suportam missões com carácter táctico. UAV's exemplos são apresentados na figura 1.6.



Figura 1.6: Exemplos de UAV's da categoria pequenos. Da esquerda para a direita: *Pioneer*, *Raven* e *Shadow*.

- **Médios:** peso bruto entre os 230 e 2300 Kg, envergadura entre 6 a 18m, altitude de operação entre os 3000 e 9000m e velocidade de operação inferior a 460 Km/h. Aeronaves desta categoria desempenham papéis de apoio táctico mas podem também responder a necessidades de carácter operacional e/ou estratégico. UAV's exemplos são apresentados na figura 1.7.
- **Grande:** peso bruto superior a 2300 Kg, envergadura superior a 18m, altitude de operação acima dos 7600m e velocidade de operação igual ou superior a 460 Km/h.



Figura 1.7: Exemplos de UAV's da categoria médio. Da esquerda para a direita: *Predator* e *Fire Scout*.

Estes UAV's são considerados, geralmente, aeronaves para missões operacionais e/ou estratégicas. Um UAV exemplo desta categoria é o UAV *Global Hawk*, apresentado na figura 1.8.



Figura 1.8: Exemplo de um UAV da categoria grande: UAV *Global Hawk*

O conceito moderno dos UAV's militares dos Estados Unidos da América é ter os vários sistemas de aeronaves a trabalhar em conjunto com suporte de pessoal especializado em terra. A divisão é feita em camadas e é utilizada por planeadores militares para designarem os vários elementos individuais das aeronaves. Desta forma, conseguem rapidamente dar a adequada resposta a uma missão destacando/atribuindo uma aeronave. As camadas não têm o objectivo de referir modelos específicos de aeronaves mas sim, até certo ponto, para que missões estão vocacionados. A força aérea e a marinha americana têm cada uma a sua classificação por camadas, não estando estas interligadas.

As camadas da força aérea são a "Camada N/A" onde se enquadram os pequenos UAV's; "Camada I" para as aeronaves de baixa altitude e grande resistência; "Camada II" para os veículos de média altitude e grande resistência; "Camada II+" onde se enquadram os veículos para grande altitude (aproximadamente 20000m), grande resistência (UAV convencional), velocidade inferior a 400Km/h, 6000Km de raio de actuação e capacidade de voar 24h. Esta camada é complementar da "Camada III-" onde fazem parte os veículos para grande altitude (entre 14000 e 20000m), pequena resistência (>12h), menos de 800Km de raio de acção e velocidade não superior a 300Km/h.

1.5 Objectivos

Este trabalho tem por objectivo principal o desenvolvimento de um veículo robótico aéreo do tipo quadrotor, com capacidade de voo estabilizado. O sistema a desenvolver prevê a capacidade de estabilização de voo quer em altura quer em orientação. Tendo em vista a sua utilização autónoma, deve possuir capacidades computacionais adequadas ao processamento de informação a bordo bem como à realização de missões complexas.

No contexto deste trabalho, na sequência do desenvolvimento a efectuar e de algum estudo prévio, foi também identificado a necessidade específica do projecto e implementação de um sistema de controlo de velocidade em motores *brushless*. O sistema de controlo de motores *brushless*, de muito reduzidas dimensões e com elevada taxa de controlo (adequada) constituiu um dos objectivos e contribuições mais relevantes do trabalho realizado.

Pretende-se desenvolver um modelo de simulação por forma a avaliar estratégias de controlo de voo. Este modelo implica necessariamente, para além da sua implementação computacional, as tarefas de modelização matemática do sistema e identificação de parâmetros do modelo.

1.6 Organização da tese

No capítulo 1, capítulo introdutório, é feita uma breve referência à história dos UAV's, uma contextualização do assunto desta dissertação assim como definida a sua motivação. É apresentado um leque de possíveis aplicações para o veículo quadrotor, a classificação de UAV's e estabelecidos os objectivos do trabalho.

No capítulo 2, através de um trabalho de pesquisa, são apresentados alguns projectos semelhantes ao proposto nesta dissertação.

No capítulo 3 são definidos os requisitos do sistema. Estes compreendem, por exemplo, os tipos de comunicações que deverão estar presentes no veículo, a forma como deve ser estabelecida a interface Homem-Máquina, a alimentação, peso e capacidade carga, entre outras.

No capítulo 4 é apresentada a modelização do sistema tendo em vista o desenvolvimento de métodos de controlo e sua posterior validação.

Seguidamente, no capítulo 5, são introduzidos os conceitos base de controlo e estabilização, bem como tópicos associados ao controlo de motores *brushless* (que no presente trabalho possuem um carácter relevante). São também propostas duas estratégias de controlo e estabilização de voo.

No capítulo 6 é apresentado um simulador desenvolvido para o sistema bem como resultados de simulação dos algoritmos de controlo propostos.

No capítulo 7 é apresentada a arquitectura global do sistema bem como o seu projecto em termos de *hardware* e *software*.

No capítulo 8 faz-se uma descrição da implementação do projecto e de cada componente que foi integrado no veículo bem como resultados de testes efectuados.

As conclusões e o trabalho futuro são apresentados no capítulo 9.

Relativamente aos anexos, no apêndice A são apresentados graficamente os blocos que constituem o simulador do sistema assim como uma lista das variáveis que necessitam de inicialização. No apêndice B são mencionados preliminares adicionais sobre motores *brushless*. Preliminares sobre sistemas inerciais de navegação são abordados no apêndice C. O apêndice D refere-se aos principais protocolos de comunicação do sistema e, por fim, segue o apêndice E onde são apresentados os esquemáticos relativos ao controlador desenvolvido para motores *brushless*.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 2

Estado da Arte

Neste capítulo pretende-se apresentar projectos relevantes na área de veículos autónomos quadrotors. Alguns são vocacionados para o estudo de métodos de controlo, outros para o desenvolvimento de coordenação multi-robótica, desenvolvimento de algoritmos de visão para mapeamento e navegação. Contudo, há um aspecto comum e necessário a todos: o controlo do sistema.

2.1 STARMAC - Stanford Testbed of Autonomous Rotorcraft for Multi-Agent Control

Em 2003, na Universidade de *Stanford*, deu-se início ao projecto *STARMAC*. É uma plataforma experimental utilizada para demonstração de conceitos de controlo multi-agente no mundo real [4]. O projecto STARMAC consiste em dois veículos quadrotor que, de forma autónoma, seguem uma determinada trajectória definida por pontos previamente introduzidos por um utilizador através de uma “estação terra”.

O controlo do veículo é feito através das técnicas de controlo *Integral Sliding Mode* e o *Reinforcement Learning* [5]. A estimação da posição é obtida através de um filtro de navegação que combina a posição horizontal e informação da velocidade proveniente do GPS, posição vertical e velocidade estimada através de um sonar ultrasónico e da aceleração e informação angular do *Inertial Measurement Unit* (IMU) num filtro de Kalman de 9 estados. Os dados relativos ao vôo são enviados para a estação terra. Aí, onde estão implementadas as técnicas de controlo, é processada a informação e enviada

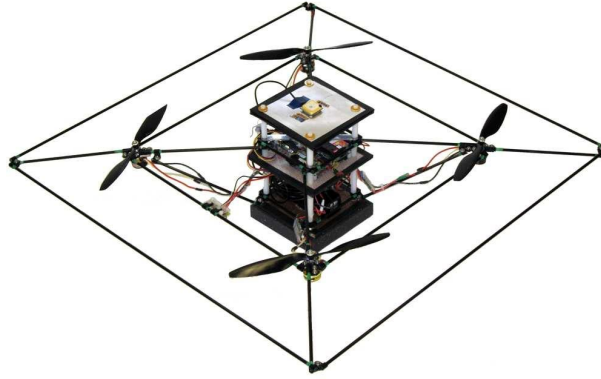


Figura 2.1: Quadrotor STARMAC

para o UAV. A transacção de dados é feito por *bluetooth* [6].

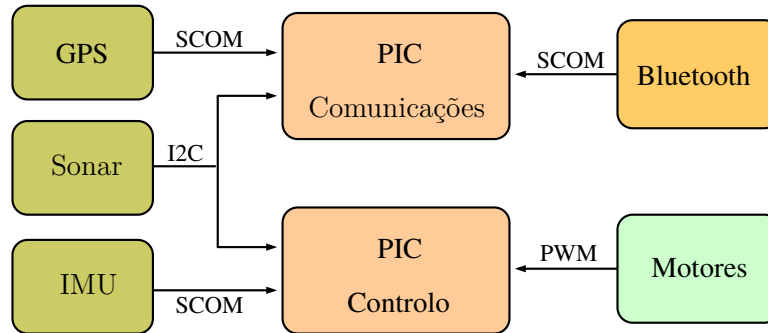


Figura 2.2: Estrutura de navegação e controlo do STARMAC

2.2 OS4 - Omnidirectional Stationary Flying Outstretched Robot

A principal motivação deste projecto é a implementação de um sistema activo de controlo para um UAV quadrotor. A ausência de soluções nesta área e a importância das aplicações fazem com que investigadores da EPFL - *École Polytechnique Fédérale de Lausanne* trabalhem conjuntamente neste projecto [7].

Durante o seu desenvolvimento, várias abordagens de controlo foram consideradas. Controladores Proporcional, Integral e Derivativo (PID), *Linear Quadratic Regulator (LQR)*, *Backstepping* e *Sliding Mode* foram testados. Todos apresentam, segundo testes apresentados em [8, 9], vantagens e desvantagens. A solução adoptada pelos investigadores é a utilização da técnica de controlo *Integral Backstepping*: a utilização de uma acção integrativa em técnicas de *Backstepping* [10]. Tal como podemos observar

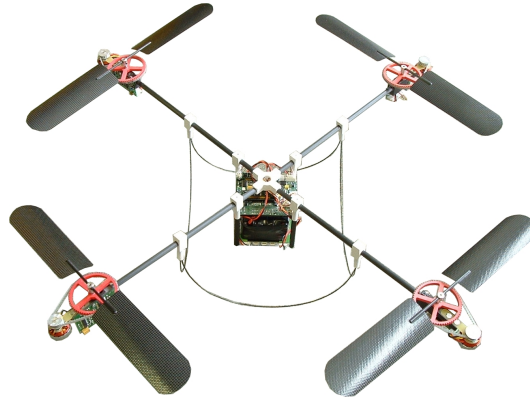


Figura 2.3: Quadrotor OS4

na figura 2.4, este controlador é utilizado para o controlo da atitude, altitude e posição enquanto que um controlador PI é utilizado para o controlo da velocidade do motor.

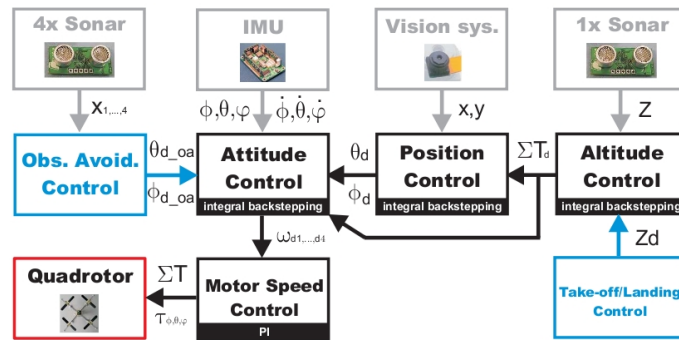


Figura 2.4: Estrutura de controlo implementada no quadrotor OS4

2.3 SWARM

O projecto *SWARM* da *Aerospace Controls Laboratory* do *Massachusetts Institute of Technology* leva a cabo a temática da coordenação multi-robô – figura 2.5. Para o controlo do quadrotor são utilizadas duas técnicas de controlo: *LQR* e *PID*, sendo que esta última é utilizada na execução da manobra de *hovering* [11].

Um sistema de visão é utilizado para a determinação da posição e atitude de cada quadrotor que, via *ethernet*, envia os dados para o sistema [12].



Figura 2.5: Coordenação multi-robot com veículos do projecto SWARM

2.4 Aalborg Universitet

A fins académicos, um grupo de estudantes, da Universidade de Aalborg, realizou o controlo para a estabilização de um quadrotor (*X-Pro*). A determinação do ângulo e posição do veículo é realizada através de um sistema de seguimento por visão.

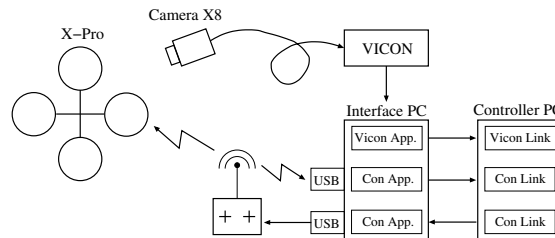


Figura 2.6: Arquitectura utilizada por estudantes da *Aalborg Universitet*

Dois controladores foram implementados: um controlador PID e um controlador *LQR*. Apesar da manobra de *hovering* ter sido alcançada em ambas as implementações, melhores resultados foram alcançados com o primeiro [13].

2.5 X-4 Flyer Mark II

A *Australian National University* é detentora do projecto *X-4 Flyer Mark II*. Os objectivos de Peter Corke e Jonathan Roberts, responsáveis por este UAV, são conseguir criar sustentação suficiente para colocar a plataforma em voo e posteriormente lidar com o instável comportamento dinâmico do veículo. Para tal utilizam pouca electrónica: um



Figura 2.7: Quadrotor X-Pro

IMU, desenvolvido no centro de investigação onde colaboram (CSIRO ICT Center) [14], uma placa de controlo com dois processadores HC12 (*Freescale*) com entradas e saídas digitais e um circuito integrado para o controlo de velocidade para motores *brushless*. O tipo de controlo adoptado é o controlo PID. Para maximizarem a força *thrust*, aplicaram no *Mark II* algo ausente na versão anterior: um mecanismo junto aos motores que possibilita o ajuste da inclinação de cada motor [15].

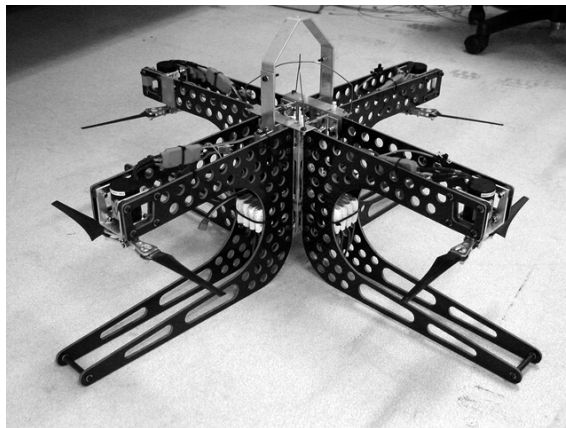


Figura 2.8: Quadrotor X-4 Flyer Mark II

2.6 GRASP Laboratory

Robert Mahoney e Erdinc Altu, investigadores do *GRASP Laboratory* da *University of Pennsylvania*, adaptaram um quadrotor comercial HMX-4 para efectuarem o seu controlo através de um sistema de visão. *Backstepping* e *Feedback Linearization* foram dois métodos de controlo testados sendo que o primeiro demonstrou-se ser melhor para

o efeito. O sistema de visão mostrou-se ser eficaz para o controlo em altura e *yaw*, não podendo constatar-se o mesmo para um voo completamente autónomo. O próximo passo destes investigadores será a implementação de uma combinação de duas câmaras: uma no veículo e outra em Terra [16].

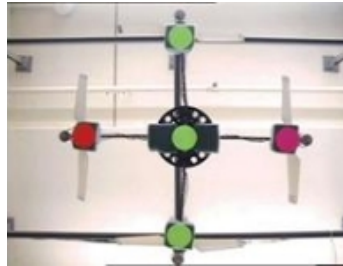


Figura 2.9: Imagem obtida através do sistema de visão

2.7 Team Swift - Indian Institute of Technology Madras

A equipa *Swift* do *Indian Institute of Technology Madras*, com o objectivo de participar no IARC (*International Aerial Robotics Competition*), desenvolveu um quadrotor munido de alguns sensores. A arquitectura do sistema, do ponto de vista do controlo, divide-se em 3 patamares: estabilização, desvio de obstáculos e gestor de missões. No primeiro patamar, com maior prioridade do que todos os outros, o veículo processa dados provenientes de um IMU para que a posição horizontal seja garantida. Para o segundo patamar é utilizada informação fornecida por um *Laser Infrared Detection and Ranging* (LIDAR) posicionado no topo do veículo. Para o desempenho de tarefas enviadas pelo gestor de missões, o UAV dispõe de uma câmara USB.

O controlo é feito através de um controlador PD implementado num μ Controlador ARM7. Nessa mesma unidade de processamento é feita a fusão sensorial dos dados fornecidos pelos acelerómetros e giroscópios para que seja possível a estabilização do UAV. A câmara USB destina-se única e exclusivamente para detecção de alvos no âmbito do IARC [17].

2.7. TEAM SWIFT - INDIAN INSTITUTE OF TECHNOLOGY MADRAS



Figura 2.10: Quadrotor da *Team Swift* do *Indian Institute of Technology Madras*

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 3

Requisitos do Sistema

Para a execução das aplicações apresentadas na introdução 1.3, o veículo deve satisfazer os seguintes requisitos:

- Voo estabilizado;
- Propulsão eléctrica;
- Modo de teleoperação e autónomo;
- Envio de vídeo e imagem;
- Comunicação com a estação terra assim como com outros veículos (UAV, USV, UGV);
- Estrutura robusta.

Para estes requisitos o quadrotor deverá estar munido de sensores, actuadores, módulos de comunicação. Estes aspectos estão abaixo descritos.

3.1 Manobras

O UAV deverá ser capaz de estabilizar no ar sem o contacto com qualquer tipo de estrutura fixa, anulando assim os 3 ângulos que caracterizam a sua atitude: *roll*, *pitch* e *yaw*. Esta manobra é designada por *hovering* e deverá ser alcançada para diferentes alturas. Dependendo do tipo de missão, a velocidade de subida/descida deverá variar. Numa missão de inspecção, por exemplo, essa velocidade deverá ser inferior do que

numa missão militar de reconhecimento em que, devido a presença de inimigos, o UAV deverá ser rápido. Relativamente à manobra de aterragem, esta deve ser realizada numa área reduzida e devagar a fim de não danificar a estrutura, assim como os componentes electrónicos dispostos no veículo.

3.2 Comunicações

As comunicações sem fios envolvidas neste veículo deverão ter largura de banda suficiente para suportar *stream* de vídeo para a estação terra (e.g. WiFi). Para a(s) fase(s) de testes, será necessário a presença de uma comunicação física (por exemplo RS232, Ethernet ou CAN). É de se notar que, sempre que o utilizador queira programar uma missão, deverá fazê-lo na estação terra. Apenas os parâmetros resultantes desse planeamento são enviados para o veículo. A possibilidade de controlar o veículo através de um comando RF deve estar presente para desligar-se o veículo em situações de emergência.

3.3 Estrutura

A estrutura do veículo deverá ser robusta e estar preparada para perturbações exteriores como vento ou contacto com objectos. O seu peso não deverá ultrapassar 1Kg e, por esta razão, os materiais a serem utilizados deverão ser leves e resistentes (por exemplo, carbono e alumínio). Deverá ser mecanicamente estável, quando estático, para permitir um melhor e mais acessível controlo.

3.4 Interação Homem-Máquina

A interação Homem-Máquina deverá existir nos processos de arranque e paragem (*shutdown*) do veículo, em casos de emergência ou quando necessário a troca das baterias. O arranque do quadrotor deverá ser efectuado com o veículo assentado sobre um plano horizontal. Num plano inclinado o UAV poderá vir a ter problemas de controlo devido ao facto dessa situação causar dificuldades para a sua estabilização. Os motores só serão ligados quando o quadrotor receber um comando de arranque por parte da estação terra. Para desligar o veículo, o utilizador deve esperar que este aterre para

depois enviar o devido comando. Em caso de emergência, o UAV deverá ter instalado um *switch* remoto que permita uma imediata desactivação do modo autónomo. Outro processo que exige a interação do operador com a máquina é a substituição das baterias. Estas devem estar instaladas num local de fácil acesso permitindo assim uma rápida substituição.

3.5 Interface Homem-Máquina

A interface Homem-Máquina deverá ser efectuada através de duas possibilidades: conexão sem fios ou com fios tal como referido nos requisitos de comunicações (3.2). A conexão com fios deverá ser utilizada apenas na fase de testes pelo que, durante o voo, a informação enviada para o quadrotor deverá ser via *wireless*. Para o operador monitorizar as acções do veículo autónomo, é necessário haver na estação terra um computador com uma interface gráfica (*GUI - Graphical User Interface*) que permita a visualização destas. Esta interface terá como função apresentar os dados relativos à atitude do quadrotor (*roll*, *pitch* e *yaw*), altitude relativamente à terra e ao nível do mar e posição global do UAV relativamente ao referencial da terra. Esta aplicação permitirá o envio de pontos para o veículo seguir ou altitudes segundo as quais o quadrotor deve efectuar a manobra de *hovering*.

3.6 Sensores

Para as aplicações apresentadas, este UAV deverá estar munido de alguns sensores tais como sensores de imagem, atitude, altitude entre outros. Deverá ser aplicado no veículo um sistema inercial composto por giroscópios, acelerómetros e um magnetómetro para fornecer informação acerca da atitude do veículo. A presença de um sensor de pressão juntamente com um sensor de temperatura fornecerá informação acerca da altitude do veículo relativamente ao nível do mar. A posição absoluta do veículo em missões exteriores (a céu aberto) deverá ter origem num sistema de posicionamento global (GPS). Para missões em ambientes fechados, a posição relativa a obstáculos à volta do veículo (por exemplo, paredes, chão, tecto, mobiliário) deverá ser fornecida por sensores de distância tais como altímetros ou sonares. Estes sensores serão utilizados na manobra de aterragem. O sensor de imagem será necessário para o envio de vídeo

e/ou fotos para a estação terra.

3.7 Propulsão

A propulsão deste veículo deverá ser eléctrica e obtida através de quatro motores (por exemplo, motores DC tradicionais ou *brushless*). Para os objectivos deste UAV e devido ao seu peso, os motores deverão ter uma boa eficiência.

3.8 Alimentação

Sendo a propulsão do veículo eléctrica, a alimentação deverá ser através de baterias de elevada capacidade e durabilidade para alimentar os quatro motores juntamente com a parte sensorial, computacional e comunicações. As baterias deverão ser aplicadas num local de fácil acesso permitindo assim uma fácil e rápida substituição.

3.9 Peso e capacidade de carga

Tendo em conta as aplicações referidas no capítulo 1.3, a capacidade de carga do veículo deverá ser de aproximadamente 3 Kg. No caso de missões de inspecção, o UAV deverá ser capaz de suportar o peso de um sensor de imagem assim como no caso de missões de batimetria ser capaz de suportar o peso de um sensor de batimetria. O peso do quadrotor, sem sensores, deverá não ultrapassar os 2Kg.

3.10 Características de voo

Este veículo é um UAV VTOL quadrotor, logo, uma característica intrínseca é a capacidade de decolagem e aterragem vertical. O tempo de voo deverá ser de aproximadamente 30 min.

Capítulo 4

Modelização do Sistema

Um quadrotor é descrito como um veículo com quatro propulsores numa configuração em cruz. Os dois pares de propulsores (1,3) e (2,4) como descritos na figura 4.1, rodam em direcções opostas. Através da variação de velocidade, há uma variação da força de elevação produzindo assim movimento. Dessa forma, aumentando/diminuindo a velocidade dos quatro propulsores em simultâneo, cria-se movimento vertical.

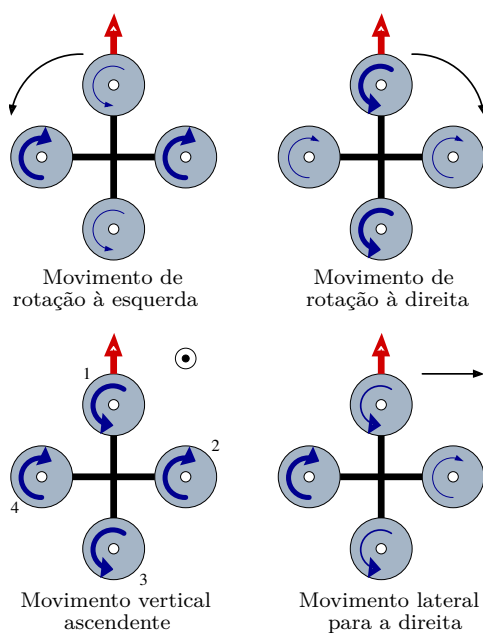


Figura 4.1: **Descrição de movimentos do quadrotor** - Dimensão da seta proporcional à velocidade de rotação das hélices.

Para actuar no momento *pitch* é necessário diminuir/aumentar a rotação do motor 1 e aumentar/diminuir a rotação do motor 3 do mesmo número de grandeza. Do mesmo modo, para se actuar sobre o momento *roll*, é necessário diminuir/aumentar a velocidade de rotação do motor 2 e aumentar/diminuir a velocidade de rotação do motor 4. Já o momento *yaw* é conseguido através do aumento/diminuição da diferença de rotação entre o conjunto dos pares de motores 1/3 e 2/4.

Os dois principais motivos para a obtenção do modelo do sistema são:

- **Análise do sistema:** o modelo permite avaliar características do veículo em voo e o seu comportamento em diversos cenários.
 - Estabilidade;
 - Controlabilidade;
 - Potência requerida.
- **Projectão e simulação de leis de controlo:** o modelo permite a comparação de diferentes técnicas de controlo e a afinação dos seus parâmetros.
 - Optimização de recursos devido ao tempo necessário para a implementação de algumas técnicas;
 - Não há risco de danos comparado com os testes reais.

A modelização de um sistema requer a execução dos seguintes passos:

1. Definir os sistemas de coordenadas;
2. Listar todos os efeitos físicos que actuam sobre o quadrotor;
3. Assumir suposições, efectuar simplificações;
4. Expressar os efeitos físicos em equações;
5. Derivar as equações de movimento.

Seguindo o ponto 3, citado na metodologia de criação de um modelo, a fim de se tornar o modelo matemático mais simples, são feitas as seguintes considerações:

- A estrutura é rígida e simétrica;
- O centro de massa e o eixo de simetria do veículo são coincidentes;
- O *thrust* e o *drag* (a força e o atrito das hélices) são proporcionais ao quadrado da velocidade de rotação das hélices.

4.1 Referenciais

O conceito de referencial identifica um sistema de coordenadas, sendo sempre necessário a utilização de, pelo menos, dois referenciais: um para a representação do veículo e outro para a representação do referencial de navegação.

A utilização de múltiplos sensores, que fornecem dados em diferentes referenciais, criam a necessidade da transformação de coordenadas para um único referencial a fim de se efectuar a fusão sensorial. Abaixo estão representados os referenciais utilizados.

4.1.1 Referencial ECEF - (*Earth-Centered, Earth-Fixed*)

O referencial ECEF (*Earth-Centered Earth-Fixed*), utilizado pelo GPS, é um sistema de coordenadas cartesiano (x,y,z). Algumas características deste referencial são:

- A origem do referencial é coincidente com o centro de massa da Terra;
- O eixo dos Z's e o eixo de rotação da Terra são coincidentes;
- O eixo dos X's é coincidente com a intersecção dos planos definidos pelo Meridiano de Greenwich e o plano do Equador;
- O plano definido pelos eixos dos X's e dos Y's coincide com o plano do Equador.

Conforme descrito acima, este referencial obedece à “regra da mão direita” [18].

4.1.2 Referencial NED - (*North-East-Down*)

O referencial NED, normalmente utilizado na aviação, é um sistema de eixos ortogonal constituído pelos vectores N, e E e D. O vector N aponta para o pólo magnético norte da Terra. O vector E aponta para este e o vector D possui a mesma direcção do

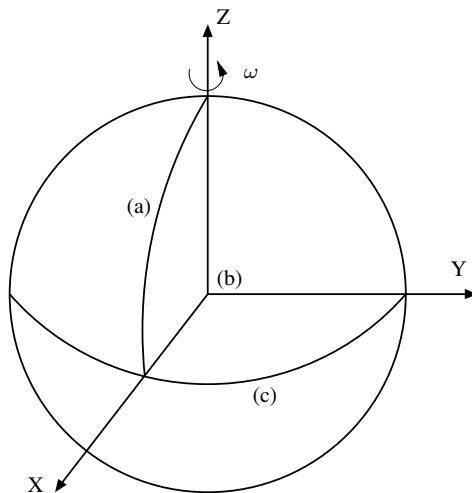


Figura 4.2: **Referencial ECEF** - (a) Meridiano de *Greenwich*, (b) centro de massa da Terra, (c) linha do Equador

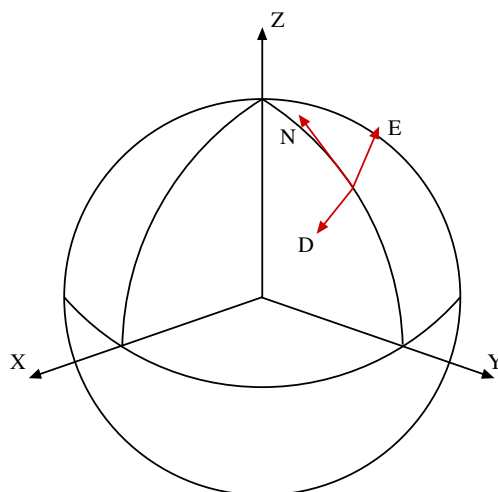


Figura 4.3: Referencial NED

vector de gravidade local. Tal como o referencial ECEF (4.1.1), este sistema respeita a regra da mão direita.

Durante a navegação, a atitude do veículo será relativamente a este referencial visto ser o mesmo utilizado pelo INS e este estar fixo à estrutura do quadrotor (figura 8.14).

4.1.3 Referencial do Corpo

O referencial do corpo, neste caso, contém os seus eixos coincidentes com os do veículo, podendo estes ter sido arbitrados de outra forma. Sendo este o referencial base para os sensores inerciais, o referencial dos sensores e o referencial da aeronave será coincidente. Desta forma, o eixo dos xx' aponta para a frente da aeronave (eixo de *roll*), o eixo de yy' aponta para a direita da aeronave (eixo de *pitch*) e por fim o eixo de zz' aponta para baixo (eixo de *yaw*), completando um sistema de coordenadas ortogonal. A origem deste referencial é considerada no cruzamento dos eixos de simetria coincidentes neste caso com o centro de massa do veículo.

4.1.4 Relacionamento entre os referenciais do veículo e da Terra

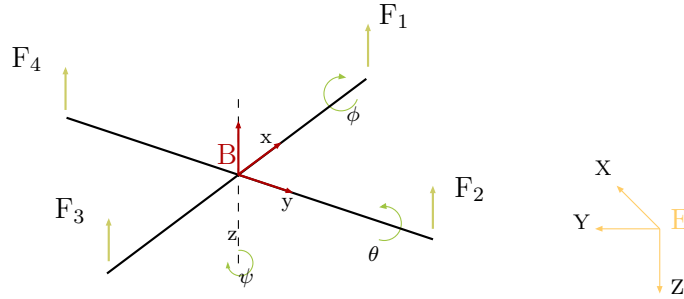


Figura 4.4: **Referenciais** - E: referencial da Terra , B: referencial do veículo

Através da figura 4.4 podemos observar os referenciais E e B. Devemos assumir que o centro de massa do corpo e a origem do referencial são coincidentes. A fim de relacionar estes dois referenciais, é necessária a introdução de uma matriz de rotação R (eq. 4.6). Esta matriz é construída a partir de sucessivas rotações dos três ângulos de Euler conhecidos como *roll*, *pitch* e *yaw* (ϕ , θ , ψ , respectivamente). Desta forma obtém-se E a partir de sucessivas rotações multiplicadas pelo sistema de coordenadas B o que matematicamente é descrito como:

$$E = R \cdot B \quad (4.1)$$

De forma inversa, podemos obter B:

$$B = R^{-1} \cdot E \quad (4.2)$$

Considera-se o referencial da Terra $E = \{X, Y, Z\}$ e o referencial do corpo $B = \{x, y, z\}$. Para um controlo em tempo real, a cada momento é necessário o conhecimento da posição e orientação de B relativamente a E.

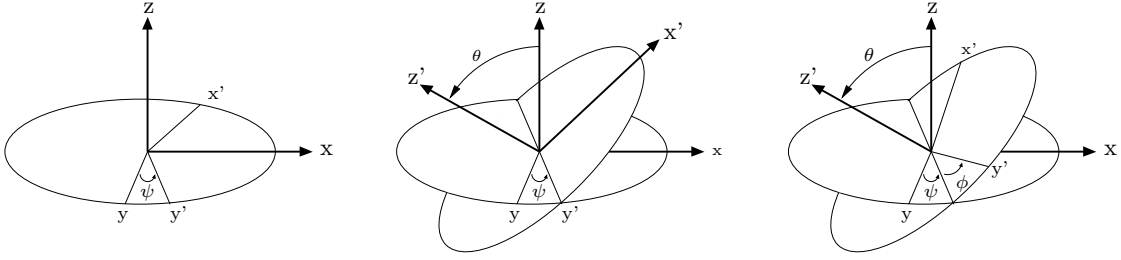


Figura 4.5: Ângulos de *Tait-Bryan*

A rotação de um corpo rígido no espaço pode ser parametrizada utilizando vários métodos (ângulos de *Euler*, quaterniões, ...). Os ângulos de *Tait-Bryan*, também conhecidos por “ângulos cardano”, são utilizados na engenharia aeronáutica. Estes ângulos correspondem a um conjunto específico de ângulos de *Euler*, isto é, consistem no conjunto de 3 ângulos de *Euler* [19] com uma convenção de rotações pré-definida. Nesta dissertação será utilizada a mesma nomenclatura utilizada na engenharia aeronáutica. Os ângulos de *Euler* serão designados da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \phi \\ \theta \\ \psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} roll \\ pitch \\ yaw \end{bmatrix}$$

Segundo a convenção de eixos adoptada, as matrizes de rotação serão as seguintes, respectivamente para, *roll*, *pitch* e *yaw* [20, 21].

$$R_X(\phi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix}$$

$$R_Y(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$R_Z(\psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Dessa forma, para qualquer ponto da aeronave expresso no referencial E, podemos escrever que:

$$\begin{cases} rX = (\cos \psi \cos \theta)x + (\cos \psi \sin \theta \sin \phi - \sin \psi \cos \phi)y + (\cos \psi \sin \theta \cos \phi + \sin \psi \sin \phi)z \\ rY = (\sin \psi \cos \theta)x + (\sin \psi \sin \theta \sin \phi + \cos \psi \cos \phi)y + (\sin \psi \sin \theta \cos \phi - \cos \psi \sin \phi)z \\ rZ = (-\sin \theta)x + (\cos \theta \sin \phi)y + (\cos \theta \cos \phi)z \end{cases} \quad (4.3)$$

Ao longo da dissertação, tal como apresentado na figura 4.5, serão utilizados os ângulos de *Euler* para descrever a atitude do veículo. Esta consiste em três sucessivas rotações:

- Rotação de ϕ sobre \vec{x} : **roll** ($\pi < \phi < \pi$)
- Rotação de θ sobre \vec{y} : **pitch** ($-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$)
- Rotação de ψ sobre \vec{z} : **yaw** ($-\pi < \psi < -\pi$)

A matriz de rotação completa, designada também em inglês por *Direct Cosine Matrix*, é então:

$$R(\phi, \theta, \psi) = R(z, \psi) \cdot R(y, \theta) \cdot R(x, \phi) \quad (4.4)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \psi \cos \theta & \cos \psi \sin \theta \sin \phi - \sin \psi \cos \theta & \cos \psi \sin \theta \cos \phi + \sin \psi \sin \phi \\ \sin \psi \cos \theta & \sin \psi \sin \theta \sin \phi + \cos \psi \cos \theta & \sin \psi \sin \theta \cos \phi - \cos \psi \sin \phi \\ -\sin \theta & \cos \theta \sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

4.2 Variações angulares

A variação no tempo, dos ângulos de *Euler* $(\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi})$, é uma função descontínua. Assim, esta é diferente das variações angulares do corpo (p, q, r) que são fisicamente medidas com giroscópios. Em geral, uma unidade de medição inercial (IMU), é utilizada para efectuar medições de rotações do corpo e directamente disponibilizar os ângulos de *Tait-Bryan*.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Onde [22],

$$R_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta \\ 0 & \cos \theta & \sin \phi \cos \theta \\ 0 & -\sin \theta & \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Contudo, a representação dos ângulos de *Euler* possui singularidade para $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ também conhecida como “*gimbal lock*“. Na prática esta limitação não afecta o normal modo de voo do UAV.

Na manobra de *hovering* podemos considerar que a variação no tempo dos ângulos de Euler é igual à variação angular do corpo.

4.3 Modelo do sistema utilizando uma abordagem *Newton-Euler*

Após estabelecida a relação entre os dois referenciais é possível modelizar-se o sistema. Para tal foi adoptado o formalismo *Newton-Euler*. No nosso caso, um quadrotor com 6 graus de liberdade, constituído por uma estrutura rígida, temos que a dinâmica deste, exposto a forças externas aplicadas ao centro de massa é expressa através da seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} m \cdot I_{3 \times 3} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V} \\ \dot{w} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega \times mV \\ \omega \times Iw \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F \\ \tau \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Onde,

m	\rightarrow	Massa do corpo
$I_{3 \times 3}$	\rightarrow	Matriz Identidade
I	\rightarrow	Matriz inércia
V	\rightarrow	Velocidade do corpo
ω	\rightarrow	Velocidade angular do corpo
F	\rightarrow	Força
τ	\rightarrow	Binário

As forças que actuam no sistema são as forças de translação e a força gravitacional. A força de translação F_M é o somatório das forças que cada um dos motores consegue produzir (F_{mi}). Sabendo que a força F_{mi} é modelizada como o quadrado da velocidade de rotação do conjunto motor/hélice no eixo dos Z (isto porque os motores são perpendiculares ao plano XY) pode-se considerar F_M como sendo:

$$F_M = \sum_{i=1}^4 F_{mi} \quad \wedge \quad F_{mi} = b \cdot \Omega^2 \quad (4.10)$$

$$F_M = b \left(\sum_{i=1}^4 \Omega^2 \right) \quad (4.11)$$

Por outro lado, a força gravitacional, F_g , é a força que se opõe ao movimento do veículo em Z e portanto, que se opõe à força que os motores produzem. Esta força é dada por:

$$F_g = m \cdot g \cdot \vec{e}_z \quad (4.12)$$

Onde m é a massa total do corpo, g a aceleração gravítica e \vec{e}_z o vector unitário na direcção de Z. A partir da equação 4.9, descartando os momentos referentes ao corpo, a equação que descreve as forças que actuam no quadrotor expressas em B e transformadas para E, tal como referido na equação 4.1 é:

$$F_E = RF_B \Leftrightarrow RF_B = F_g + RF_M \Leftrightarrow RF_B = mg\vec{e}_z + R \sum_{i=1}^4 F_{mi} \quad (4.13)$$

Onde F_E e F_B são, respectivamente, o somatório das forças actuadoras no corpo no referencial E e no referencial B, F_g é a força gravítica e F_M é a força produzida pelos quatro motores, no referencial B.

Após a obtenção da expressão 4.13, e tendo em conta a segunda lei de *Newton*, podemos escrever que,

$$RF_B = m\dot{v} \Leftrightarrow -mg\vec{e}_z + R \sum_{i=1}^4 F_{mi} = m\dot{v} \Leftrightarrow -mg\vec{e}_z + R.b \sum_{i=1}^4 \Omega_i^2 = m\dot{v}$$

e finalmente,

$$\dot{v} = -g\vec{e}_z + R \frac{b}{m} \sum_{i=1}^4 \Omega_i^2 \quad (4.14)$$

Desenvolvendo a equação 4.14 utilizando a forma matricial obtemos o seguinte resultado:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} = -g \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \psi \cos \theta & \cos \psi \sin \theta \sin \phi - \sin \psi \cos \theta & \cos \psi \sin \theta \cos \phi + \sin \psi \sin \phi \\ \sin \psi \cos \theta & \sin \psi \sin \theta \sin \theta + \cos \psi \cos \theta & \sin \psi \sin \theta \cos \theta - \sin \theta \cos \psi \\ -\sin \theta & \cos \theta \sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \cdot \frac{b}{m} \sum_{i=1}^4 \Omega_i^2 \quad (4.15)$$

Efectuando as operações matriciais na equação 4.15, temos que,

$$\begin{cases} \ddot{x} = (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) \cdot \frac{1}{m} \cdot U_1 \\ \ddot{y} = (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) \cdot \frac{1}{m} \cdot U_1 \\ \ddot{z} = -g + (\cos \phi \cos \theta) \frac{1}{m} U_1 \end{cases} \quad (4.16)$$

Em que $U_1 = F_M = b \sum_{i=1}^4 \Omega_i^2$

Relativamente aos momentos que actuam sobre o quadrotor, temos os seguintes (expressos em B):

- **Momento de actuação**

Como ja foi referido no início do capítulo 4, a variação do momento *pitch* dá-se com um aumento/diminuição da velocidade de rotação do motor 3 e diminuição/aumento da velocidade de rotação do motor 1 (em iguais proporções). Para o momento *roll* o procedimento é o mesmo mas relativamente ao par de motores 2/4.

Para a variação do momento *yaw*, varia-se de forma oposta as velocidades dos pares de motores 1/2 e 3/4.

Matematicamente estes procedimentos podem ser representados da seguinte forma:

$$\tau_a = \begin{bmatrix} \tau_{act_roll} \\ \tau_{act_pitch} \\ \tau_{act_yaw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (T_4 - T_2) \cdot l \\ (T_3 - T_1) \cdot l \\ -D_1 + D_2 - D_3 + D_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} lb(\Omega_4^2 - \Omega_2^2) \\ lb(\Omega_3^2 - \Omega_1^2) \\ d(\Omega_2^2 + \Omega_4^2 - \Omega_1^2 - \Omega_3^2) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Onde τ_a é o binário total aplicado ao corpo, τ_{act_roll} , τ_{act_pitch} e τ_{act_yaw} são os momentos correspondentes a cada um dos eixos, T_i é a força de *thrust* originada pelo motor i , l é o comprimento, medido na horizontal, entre o centro do motor e o centro de massa do veículo, b o factor de *thrust* e d o factor de *drag*.

Na literatura respeitante a controlo, a nomenclatura comum para entrada de controlo não é binário mas sim U_i (nomenclatura herdada pelo formalismo Newton-Lagrange para helicópteros). Dessa forma, efectuando as devidas substituições no sistema de equações 4.16, obtemos todas as entradas de controlo que permitem o alcance da estabilização do quadrotor.

$$\begin{cases} U_1 = b(\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2) \\ U_2 = b(\Omega_4^2 - \Omega_2^2) \\ U_3 = b(\Omega_3^2 - \Omega_1^2) \\ U_4 = d(\Omega_2^2 + \Omega_4^2 - \Omega_1^2 - \Omega_3^2) \end{cases} \quad (4.18)$$

Onde,

- $U_1 \rightarrow$ Entrada de controlo para a altura desejada para o veículo estabilizar
- $U_2 \rightarrow$ Entrada de controlo para o ângulo *roll* que o veículo irá possuir
- $U_3 \rightarrow$ Entrada de controlo para o ângulo *pitch* que o veículo irá possuir
- $U_4 \rightarrow$ Entrada de controlo para o ângulo *yaw* que o veículo irá possuir
- $\Omega_i \rightarrow$ Velocidade de rotação do motor i ($i=1,2,3,4$)

A matriz de transformação entre a taxa de variação dos ângulos de orientação ($\dot{\phi}$, $\dot{\theta}$, $\dot{\psi}$) e as velocidades angulares do corpo (p,q,r) pode ser considerada uma matriz unitária se as perturbações perto de um voo em *hovering* forem pequenas. Assim podemos escrever que:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

• **Efeito giroscópio das hélices**

Considerando o conjunto motor/hélice (grupo propulsor) como sendo um disco rígido em rotação sobre o seu eixo Z a uma dada velocidade Ω_i , temos que considerar o efeito giroscópico por ele criado. Este é expresso através da seguinte equação [21]:

$$\tau_g = - \sum_{i=1}^4 J_R (\omega \times \vec{e}_z) \Omega_i \quad (4.20)$$

Onde,

- $\tau_g \rightarrow$ Efeito giroscópico produzido pelo grupo propulsor
- $J_R \rightarrow$ Inércia do grupo propulsor
- $\omega \rightarrow$ Velocidade angular do corpo
- $\Omega_i \rightarrow$ Velocidade de rotação do motor i ($i=1,2,3,4$)

O binário total produzido pelo quadrotor será a soma das entradas de controlo descritas nas equações 4.18 e dos efeitos giroscópicos apresentados na equação 4.20. Matematicamente,

$$\tau = \tau_a + \tau_g \quad (4.21)$$

O primeiro modelo aproximado do quadrotor [23] pode ser escrito como:

$$\begin{cases} \dot{\xi} = v \\ \dot{v} = -ge_3 + R_{e_z} \left(\frac{b}{m} \sum_{i=1}^4 \Omega_i^2 \right) \\ \dot{R} = R\hat{w} \\ I\dot{w} = -w \times Iw - \sum_{i=1}^4 J_r (w \times \vec{e}_z) \Omega_i + \tau_b \end{cases} \quad (4.22)$$

Onde,

$\xi \rightarrow$ Vector de posição do centro de massa relativamente ao referencial E

$R \rightarrow$ Matriz de rotação

$\hat{w} \rightarrow$ Matriz de torção

$\Omega \rightarrow$ Velocidade do rotor

$I_{x,y,z} \rightarrow$ Inércia do corpo

$J_r \rightarrow$ Inércia do rotor

$\tau_a \rightarrow$ Binário no corpo

Considerando o quadrotor como um corpo rígido, a parcela $-\omega \times I\omega$, correspondente ao efeito giroscópio devido à sua rotação, pode-se substituir na última equação do sistema 4.22 os binários pelas suas devidas expressões. Desenvolvendo a expressão obtém-se as restantes equações de movimento correspondentes aos ângulos de *Euler* necessários para o controlo da atitude.

$$I\dot{\omega} = -\omega \times I\omega + \tau \quad (4.23)$$

$$= -\omega \times I\omega + \tau_a + \tau_g \quad (4.24)$$

$$= -\omega \times I\omega + \tau_a - \sum_{i=1}^4 J_R(\omega \times \vec{e}_z)\Omega_i \quad (4.25)$$

$$= -\omega \times I\omega - \sum_{i=1}^4 J_R(\omega \times \vec{e}_z)\Omega_i + \tau_a \quad (4.26)$$

Desenvolvendo na forma matricial temos que,

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \\
 &- \sum_{i=1}^4 J_r \left(\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \Omega_i \\
 &+ \left[\begin{array}{l} \text{http : //tex.stackexchange.com/questions/54241/change - the - type - of -} \\ lb(\Omega_3^2 - \Omega_1^2) \\ d(\Omega_2^2 + \Omega_4^2 - \Omega_1^2) \end{array} \right] \\
 &= \begin{bmatrix} \dot{\psi} \cdot \dot{\theta}(I_{zz} - I_{yy}) \\ \dot{\psi} \cdot \dot{\phi}(I_{xx} - I_{zz}) \\ \dot{\phi} \cdot \dot{\theta}(I_{yy} - I_{xx}) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} J_r \dot{\theta} \cdot \Omega \\ -J_r \dot{\phi} \cdot \Omega \\ 0\psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l \cdot U_2 \\ l \cdot U_3 \\ U_4 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Efectuando as várias operações matriciais obtém-se o espaço de estados final para o movimento de rotação do corpo no referencial B (os ângulos de *Euler*):

$$\begin{cases} I_{xx} \cdot \ddot{\phi} = \dot{\psi} \cdot \dot{\theta}(I_{yy} - I_{zz}) - J_r \cdot \dot{\theta} \cdot \Omega + l \cdot U_2 \\ I_{yy} \cdot \ddot{\theta} = \dot{\psi} \cdot \dot{\phi}(I_{zz} - I_{xx}) + J_r \cdot \dot{\phi} \cdot \Omega + l \cdot U_3 \\ I_{zz} \cdot \ddot{\psi} = \dot{\phi} \cdot \dot{\theta}(I_{xx} - I_{yy}) + U_4 \end{cases} \quad (4.28)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \ddot{\phi} = \dot{\psi} \cdot \dot{\theta} \cdot \frac{I_{yy}-I_{zz}}{I_{xx}} - \frac{J_r}{I_{xx}} \cdot \dot{\theta} \cdot \Omega + \frac{l}{I_{xx}} \cdot U_2 \\ \ddot{\theta} = \dot{\psi} \cdot \dot{\phi} \cdot \frac{I_{zz}-I_{xx}}{I_{yy}} + \frac{J_r}{I_{xx}} \cdot \dot{\phi} \cdot \Omega + \frac{l}{I_{yy}} \cdot U_3 \\ \ddot{\psi} = \dot{\phi} \cdot \dot{\theta} \cdot \frac{I_{xx}-I_{yy}}{I_{zz}} + \frac{1}{I_{zz}} \cdot U_4 \end{cases} \quad (4.29)$$

Colectando as equações da dinâmica translacional presentes em 4.16 e as equações relativas à dinâmica rotacional do veículo, 4.28, obtemos um sistema de equações finais do sistema quadrotor:

$$\left\{ \begin{array}{l} \ddot{x} = (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) \cdot \frac{1}{m} \cdot U_1 \\ \ddot{y} = (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) \cdot \frac{1}{m} \cdot U_1 \\ \ddot{z} = -g + (\cos \phi \cos \theta) \frac{1}{m} U_1 \\ \ddot{\phi} = \dot{\psi} \cdot \dot{\theta} \cdot \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} - \frac{J_r}{I_{xx}} \cdot \dot{\theta} \cdot \Omega + \frac{l}{I_{xx}} \cdot U_2 \\ \ddot{\theta} = \dot{\psi} \cdot \dot{\phi} \cdot \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} + \frac{J_r}{I_{xx}} \cdot \dot{\phi} \cdot \Omega + \frac{l}{I_{yy}} \cdot U_3 \\ \ddot{\psi} = \dot{\phi} \cdot \dot{\theta} \cdot \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} + \frac{1}{I_{zz}} \cdot U_4 \end{array} \right. \quad (4.30)$$

O sistema, representado em espaço de estados é o seguinte:

$$\dot{X} = f(X, U) = \begin{cases} \dot{x} \\ (\cos \phi \cdot \sin \theta \cdot \cos \psi + \sin \phi \cdot \sin \psi) \cdot \frac{1}{m} U_1 \\ \dot{y} \\ (\cos \phi \cdot \sin \theta \cdot \sin \psi - \sin \phi \cdot \cos \psi) \cdot \frac{1}{m} U_1 \\ \dot{z} \\ -g + (\cos \phi \cdot \cos \theta) \cdot \frac{1}{m} \cdot U_1 \\ \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \cdot \dot{\theta} \cdot \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} - \frac{J_r}{I_{xx}} \cdot \dot{\theta} \cdot \Omega + \frac{l}{I_{xx}} \cdot U_2 \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \cdot \dot{\phi} \cdot \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} + \frac{J_r}{I_{xx}} \cdot \dot{\phi} \cdot \Omega + \frac{l}{I_{yy}} \cdot U_3 \\ \dot{\psi} \\ \dot{\phi} \cdot \dot{\theta} \cdot \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} + \frac{1}{I_{zz}} \cdot U_4 \end{cases} \quad (4.31)$$

Vale à pena notar que os ângulos e as suas respectivas derivadas não dependem das componentes translacionais. Contudo, as translações dependem dos ângulos. Podemos considerar o sistema global 4.31 como dois subsistemas tal como sugerido na imagem 4.6.

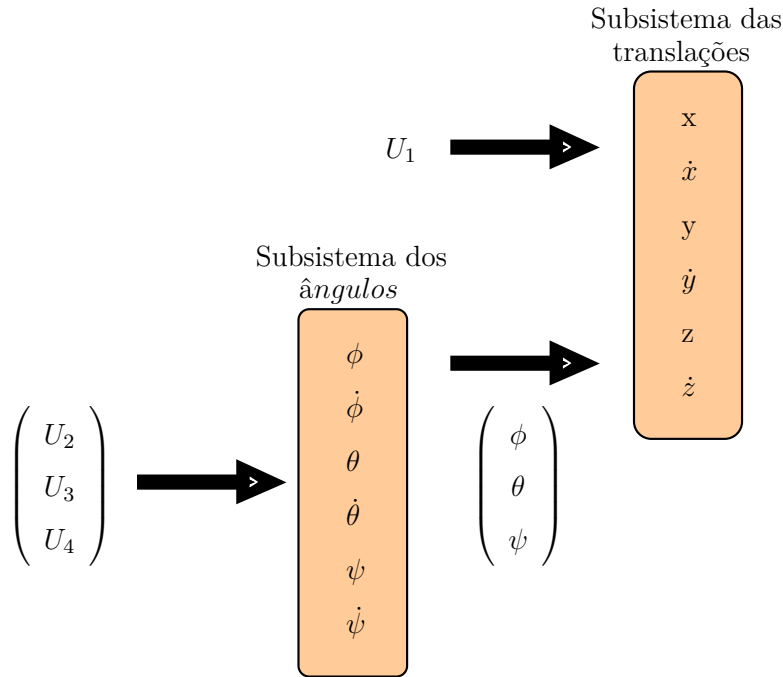


Figura 4.6: Possíveis subsistemas do sistema global

4.4 Modelo aerodinâmico

O modelo derivado nas secções anteriores considera o movimento de um corpo rígido em 6 DOF sujeito à força de gravidade e às forças e momentos gerados pelos propulsores. No entanto, alguns efeitos de aerodinâmica não são considerados. Este modelo é simples e útil quer para validação do sistema, quer para o projecto de leis de controlo. Para uma simulação mais realista pode-se obter um modelo com maior detalhe. Desta forma, nesta secção, e apenas de forma resumida, irá apresentar-se um modelo mais realista partindo da equação 4.9 e considerando as forças e momentos externos que actuam no quadrotor como um somatório de diferentes componentes.

4.4.1 Força *Thrust*

A força *thrust* é o resultado das forças verticais aplicadas na hélice de um propulsor e é calculada como:

$$\begin{cases} T = C_T \rho A (\Omega R_{rad})^2 \\ \frac{C_T}{\sigma a} = (\frac{1}{6} + \frac{1}{4} \mu^2) \theta_0 - (1 + \mu^2) \frac{\theta_{tw}}{8} - \frac{1}{4} \lambda \end{cases} \quad (4.32)$$

Onde T é a força de *thrust*, C_T o coeficiente de *thrust*, ρ é a densidade do ar, A é a área do disco criado quando a hélice se encontra em rotação, R_{rad} é o raio do rotor, σ é coeficiente de solidez, a é a lift slope, μ é a relação de antecedência do rotor, θ_0 é o ângulo de incidência, θ_{tw} é o ângulo de torção e λ é a razão de fluxo. Analogamente à equação 4.10, podemos concluir que o factor de *thrust* (b) é aproximadamente igual a $C_T \rho A R_{rad}^2$.

A razão de fluxo [24] relaciona a velocidade do ar que passa nas hélices com a velocidade do *tip* (ponta) da hélice. A relação é dada pela equação 4.33.

$$\lambda = \frac{v_1 - \dot{z}}{\Omega_{mot} R_{hélice}} \quad (4.33)$$

Onde v_1 (equação 4.34) é a velocidade *inflow*.

$$v_1 = \sqrt{-\frac{V_h^2}{2} + \sqrt{\left(\frac{V_h^2}{2}\right)^2 + V_{1_{hov}}^2}} \quad (4.34)$$

$$V_h = \sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2} \quad (4.35)$$

A velocidade inflow na situação de *hover* é dada pela equação 4.37. Utilizando a conservação da massa através do disco criado pela rotação da hélice e conservação de energia, obtemos a expressão 4.36. Na situação de *hover*, o *thrust* é igual ao peso. Assim sendo, substitui-se o T por P . A velocidade V_h é a velocidade horizontal do rotor e é calculada segundo a equação 4.35.

$$T = 2 \cdot \rho \cdot A \cdot v_1^2 \quad (4.36)$$

$$v_{1_{hov}} = \sqrt{\frac{P}{2 \cdot \rho \cdot A}} \quad (4.37)$$

Outra quantidade adimensional utilizada na literatura dos helicópteros, é a relação de antecedência rotor que relaciona a velocidade horizontal com a velocidade do *tip* (ponta) da hélice. A relação é dada pela equação 4.38.

$$\rho = \frac{V_h}{\Omega R_{hélice}} \quad (4.38)$$

Onde V_h é a velocidade horizontal definida em 4.35.

O coeficiente de solidez (equação 4.39), relaciona a área da hélice com a área de um disco.

$$\sigma = \frac{N \bar{c}}{\pi R_{hélice}^2} \quad (4.39)$$

O número de pás em cada hélice é dado pela variável N , a corda da hélice pela variável c e o raio da hélice pela variável $R_{hélice}$.

4.4.2 Força Hub

A força *hub* é o resultado das forças horizontais aplicadas na hélice de um propulsor e é calculada como:

$$\left\{ \begin{array}{l} H = C_H \rho A (\omega R_{rad})^2 \\ \frac{C_H}{\sigma a} = \frac{1}{4a} \mu \bar{C}_d + \frac{1}{4} \lambda \mu (\theta_0 - \frac{\theta_{tw}}{2}) \end{array} \right. \quad (4.40)$$

4.4.3 Momento de *drag*

O momento de *drag* no eixo do rotor é causado por forças aerodinâmicas que actuam sobre as hélices. Forças horizontais actuam sobre o rotor, são multiplicadas pelo momento do braço e integradas pelo rotor. Este momento é importante porque determina

a potência necessária para colocar o rotor em rotação.

$$\begin{cases} Q = C_Q \rho A (\Omega R_{rad})^2 R_{rad} \\ \frac{C_Q}{\sigma a} = \frac{1}{8a} (1 + (\mu)^2) \bar{C}_d + \lambda \left(\frac{1}{6} \theta_0 - \frac{1}{8} \theta_{tw} - \frac{1}{4} \lambda \right) \end{cases} \quad (4.41)$$

4.4.4 Momento de *rolling*

O momento de *rolling* dá-se na situação de vôo dianteiro quando a pá da hélice que está em avanço produz mais sustentação do que a pá contrária.

$$\begin{cases} R_m = C_{R_m} \rho A (\Omega R_{rad})^2 R_{rad} \\ \frac{C_{R_m}}{\sigma a} = -\mu \left(\frac{1}{6} \theta_0 - \frac{1}{8} \theta_{tw} - \frac{1}{8} \lambda \right) \end{cases} \quad (4.42)$$

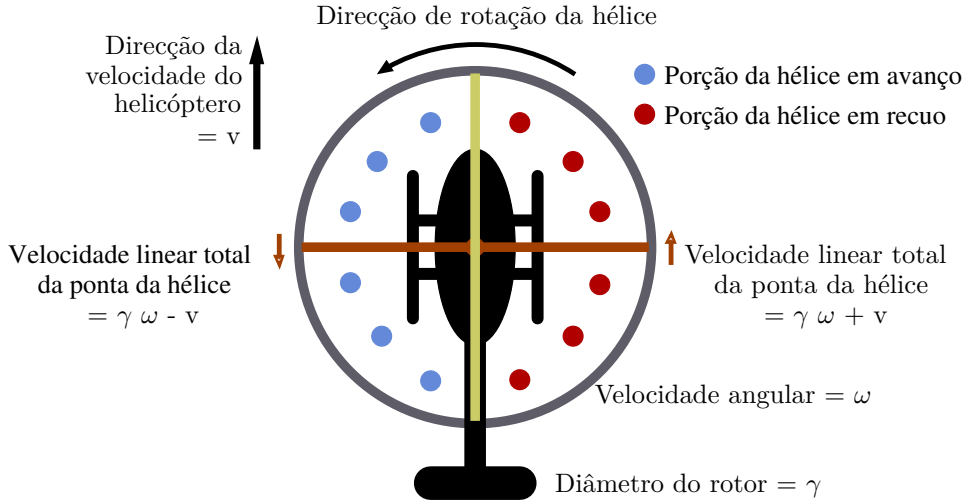


Figura 4.7: Demonstração do momento de *rolling* num rotor

Através da visualização da figura pode-se observar que a velocidade de passagem do ar na hélice da direita (representada a vermelho) é mais rápida devido ao facto de uma das componentes da velocidade de rotação ser coincidente com a velocidade do helicóptero, produzindo assim mais *lift*. Esta força é inferior na pá da esquerda (representada a azul) pois nesta secção a passagem do ar é mais lenta. Esta diferença produz um momento (de *roll*) que provoca uma rotação do helicóptero sobre o seu eixo horizontal, no sentido oposto ao dos ponteiros do relógio (o lado direito é puxado para cima e o lado esquerdo é puxado para baixo).

4.4.5 Momentos *Rolling*

Efeito giroscópio no corpo	$\dot{\theta}\dot{\psi}(I_{yy} - I_{zz})$
Efeito giroscópio no motor	$J_r\dot{\theta}\Omega_r$
Acção <i>roll</i> dos actuadores	$l(-T_2 + T_4)$
Momento <i>hub</i> devido ao vôo lateral	$h\left(\sum_{i=1}^4 H_{yi}\right)$
Momento <i>rolling</i> devido ao vôo horizontal	$(-1)^{i+1}\sum_{i=1}^4 R_{mx i}$

4.4.6 Momentos *Pitching*

Efeito giroscópio no corpo	$\dot{\theta}\dot{\psi}(I_{zz} - I_{xx})$
Efeito giroscópio no motor	$J_r\dot{\theta}\Omega_r$
Acção <i>pitch</i> dos actuadores	$l(T_1 - T_3)$
Momento <i>hub</i> devido ao vôo horizontal	$h\left(\sum_{i=1}^4 H_{xi}\right)$
Momento <i>pitching</i> devido ao vôo lateral	$(-1)^{i+1}\sum_{i=1}^4 R_{my i}$

4.4.7 Momentos *Yawing*

Efeito giroscópio no corpo	$\dot{\theta}\dot{\psi}(I_{xx} - I_{yy})$
Binário oposto devido à inércia	$J_r\dot{\Omega}_r$
Desequilíbrio devido ao binário oposto	$(-1)^i\sum_{i=1}^4 Q_i$
Força <i>hub</i> de desequilíbrio em vôo horizontal	$l(H_{x2} - H_{x4})$
Força <i>hub</i> de desequilíbrio em vôo lateral	$l(-H_{y1} + H_{y3})$

As forças ao longo dos eixos de x , y e z são definidas respectivamente como:

4.4.8 Forças ao longo do eixo X

Acção dos actuadores	$(\sin(\psi) \sin(\phi) + \cos(\psi) \sin(\theta) \cos(\phi)) \left(\sum_{i=1}^4 T_i \right)$
Força <i>hub</i>	$\left(- \sum_{i=1}^4 H_{xi} \right)$
Atrito	$\frac{1}{2} C_x A_c \rho \dot{x} \dot{x} $

4.4.9 Forças ao longo do eixo Y

Acção dos actuadores	$(-\cos(\psi) \sin(\phi) + \sin(\psi) \sin(\theta) \cos(\phi)) \left(\sum_{i=1}^4 T_i \right)$
Força <i>hub</i>	$\left(- \sum_{i=1}^4 H_{yi} \right)$
Atrito	$\frac{1}{2} C_y A_c \rho \dot{y} \dot{y} $

4.4.10 Forças ao longo do eixo Z

Efeito giroscópio no corpo	$\cos(\psi) \cos(\phi) \left(\sum_{i=1}^4 T_i \right)$
Peso	mg

4.4.11 Equações do modelo aerodinâmico

Considerando todas as componentes anteriores obtém-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{xx}\ddot{\phi} = \dot{\theta}\dot{\psi}(I_{yy} - I_{zz}) + J_r\dot{\theta}\Omega_r + l(-T_2 + T_4) - h\left(\sum_{i=1}^4 H_{yi}\right) + (-1)^{i+1}\sum_{i=1}^4 R_{mxi} \\ I_{yy}\ddot{\theta} = \dot{\phi}\dot{\psi}(I_{zz} - I_{xx}) - J_r\dot{\phi}\Omega_r + l(T_1 - T_3) + h\left(\sum_{i=1}^4 H_{xi}\right) + (-1)^{i+1}\sum_{i=1}^4 R_{myi} \\ I_{zz}\ddot{\psi} = \dot{\theta}\dot{\phi}(I_{xx} - I_{zz}) + J_r\dot{\psi}\Omega_r + (-1)^i\sum_{i=1}^4 Q_i + l(H_{x2} - H_{x4}) + l(-H_{y1} + H_{y3}) \\ m\ddot{z} = mg - (\cos\psi\cos\phi)\sum_{i=1}^4 T_i \\ m\ddot{x} = (\sin\psi\sin\phi + \cos\psi\sin\theta\cos\phi)\sum_{i=1}^4 T_i - \sum_{i=1}^4 H_{xi} - \frac{1}{2}C_xAc\rho\dot{x}|\dot{x}| \\ m\ddot{y} = (-\cos\psi\sin\phi + \sin\psi\sin\theta\cos\phi)\sum_{i=1}^4 T_i - \sum_{i=1}^4 H_{yi} - \frac{1}{2}C_yAc\rho\dot{y}|\dot{y}| \end{array} \right. \quad (4.43)$$

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 5

Controlo

O controlo do quadrotor coloca um conjunto de problemas de interesse. Desde as questões associadas ao controlo de velocidade dos motores (neste caso, motores *brushless*), até à estabilização básica de voo.

Neste capítulo são apresentados alguns preliminares da teoria de controlo, tendo em vista o desenvolvimento de um sistema de controlo e estabilização do veículo. Neste sentido, é introduzido o controlo proporcional, integral e derivativo bem como uma abordagem não linear baseada em métodos de Lyapunov. É também analisado o problema de controlo de velocidade de motores *brushless* dada a sua relevância para o projecto de sistema de controlo.

Quando se projecta ou se estuda um sistema de controlo, um dos pontos cruciais a se ter em conta é a sua estabilidade. De uma forma geral deve-se garantir sempre a estabilidade de um sistema [25]. Um sistema é dito estável se a sua resposta temporal for limitada para qualquer sinal de entrada também limitado (no sentido entrada-saída; *Bounded Input, Bounded Output* - BIBO) [25]. Sendo uma das finalidades do quadrotor a execução de missões de inspecção, é fundamental que o controlo seja estável para que o vídeo gravado ou enviado seja nítido, evitando imagens oscilantes.

5.1 Arquitectura de Controlo

No controlo e estabilização básica do quadrotor irá ser utilizada uma abordagem desacoplada, isto é, assume-se que o sistema é pouco perturbado em relação ao seu ponto de equilíbrio pelo que se podem conjugar os efeitos de 4 controladores separados: altitude, *pitch*, *yaw* e *roll*.

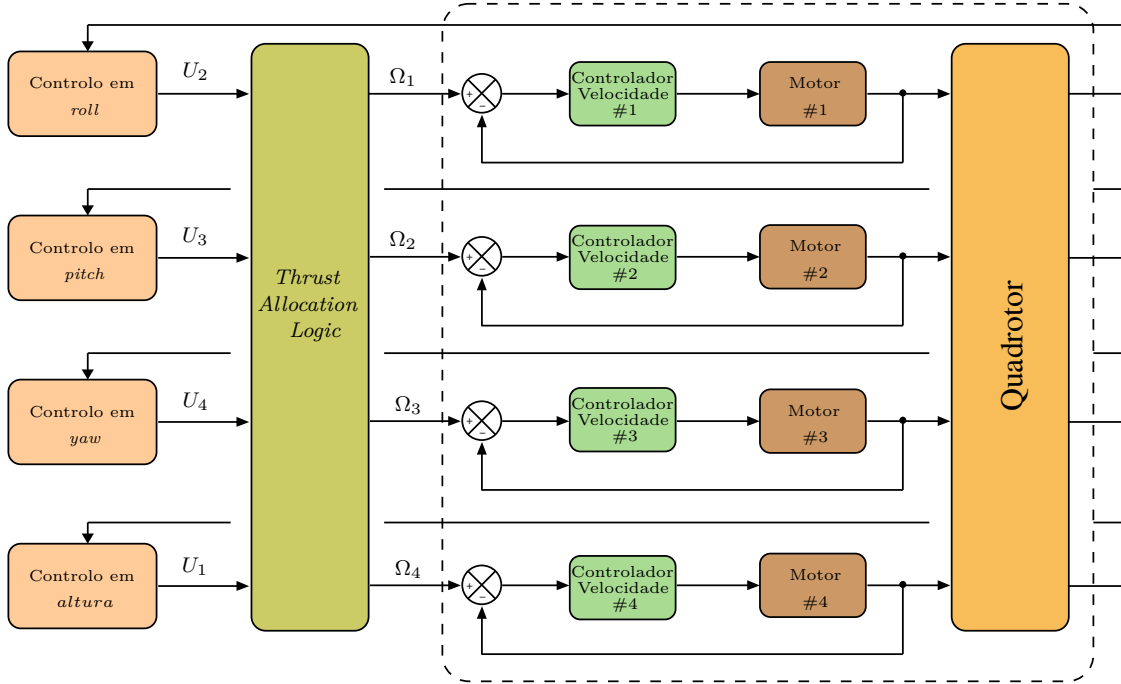


Figura 5.1: Arquitectura do controlador de *hover* do quadrotor

Desta forma, o problema de estabilização consiste no projecto de 4 controladores cada um dos quais responsáveis por estabilizar uma variável (altura, *roll*, *pitch*, *yaw*). Estes controladores geram uma referência (U_1, \dots, U_4) correspondente a uma força de controlo generalizada que posteriormente é combinada (ver equação 4.18) para obter as velocidades de referência para cada motor. Irão ser abordados duas técnicas de controlo: uma utilizando um controlador PID clássico e outra o recorrendo ao uso da técnica de *Backstepping* para controlo de sistemas não lineares [21, 26].

5.2 Controlador PID

O controlador PID, bastante utilizado em aplicações que requerem um controlo linear eficaz, tem a vantagem de possuir as vantagens de cada uma das três acções de

controlo: proporcional, integrativa e derivativa. A simplicidade do método aliada a esta característica, permite uma vasta gama de aplicações bem como uma utilização eficaz, através de um uso intuitivo dos seus parâmetros de definição.

A grande vantagem deste método de controlo é o facto de não ser necessário o conhecimento do modelo matemático do sistema. A afinação dos parâmetros (*tunning*) é usualmente feita empiricamente (existindo alguns métodos que facilitam a obtenção dos parâmetros) [27].

No contexto de controlo do quadrotor cada um dos controladores pode ser implementado por um controlador PID [17, 21].

5.2.1 Acção de controlo proporcional

Para um controlador com acção de controlo proporcional, a relação entre o sinal de saída do controlador $u(t)$ e o sinal do erro actuante $e(t)$ é

$$u(t) = k_p \cdot e(t) \quad (5.1)$$

ou, no domínio da transformada de Laplace,

$$\frac{U(S)}{E(S)} = K_p \quad (5.2)$$

onde K_p é designado por ganho proporcional. Qualquer que seja o mecanismo real ou a forma de energia utilizada na operação, o controlador proporcional é essencialmente um amplificador com ganho ajustável.

5.2.2 Acção de controlo proporcional e integrativa

A acção de controlo de um controlador PI é definida por:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (5.3)$$

A função de transferência do controlador é:

$$\frac{U(S)}{E(S)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad (5.4)$$

Onde T_i é designado por tempo integral. Os parâmetros K_p e T_i são ajustáveis. T_i ajusta a acção de controlo integrativa, enquanto uma variação no valor de K_p afecta tanto a componente proporcional como a integrativa da acção de controlo.

5.2.3 Acção de controlo proporcional e derivativa

A acção de controlo PD é definida pela seguinte função:

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5.5)$$

A função de transferência é:

$$\frac{U(S)}{E(S)} = K_p(1 + T_d s) \quad (5.6)$$

T_d é designado por tempo derivativo. Tanto K_p como T_d são ajustáveis. A acção de controlo derivativa é onde a magnitude da saída do controlador é proporcional à taxa de variação do sinal de erro actuante. O tempo derivativo T_d é o intervalo de tempo pelo qual a acção derivativa avança o efeito da acção de controlo proporcional.

5.2.4 Acção de controlo proporcional, integrativa e derivativa

A combinação das três acções de controlo, conforme dito no início da secção 5.2, permite a utilização das vantagens de cada uma das três acções de controlo. A equação de um controlador com esta acção combinada é dada por

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^{T_i} e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5.7)$$

ou pela função de transferência

$$\frac{U(S)}{E(S)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (5.8)$$

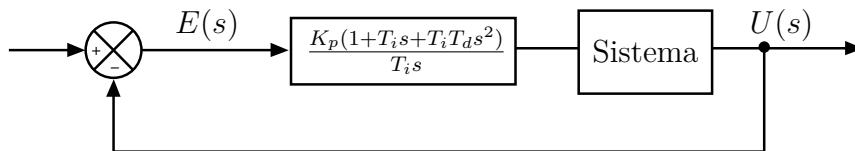


Figura 5.2: Diagrama de blocos de um controlador proporcional, integrativo e derivativo

Os controladores possuem quatro importantes características definidas pela resposta ao degrau unitário de um dado sistema:

- **Tempo de subida:** o intervalo de tempo para que a saída do sistema suba além dos 90% do nível desejado pela primeira vez;

Tabela 5.1: Comportamento das características de uma resposta face à variação (aumento) dos parâmetros PID

Parâmetro	Tempo de subida	<i>Overshoot</i>	Tempo de estabelecimento	Erro do estado estacionário
K_p	diminui	aumenta	pequena variação	diminui
K_i	diminui	aumenta	aumenta	elimina
K_d	pequena variação	diminui	diminui	pequena variação

- ***Overshoot***: o quanto o nível de pico é superior ao estado estacionário face ao estado estacionário;
- **Tempo de estabelecimento**: o tempo necessário para que o sistema converja para o estado estacionário;
- **Erro do estado estacionário**: a diferença entre a saída do estado estacionário e a saída desejada.

Um controlador proporcional (K_p) terá o efeito de reduzir o tempo de subida e irá reduzir, mas nunca eliminar o erro do estado estacionário. Um controlo integral (K_i) terá o efeito de eliminar o erro do estado estacionário, mas pode tornar a resposta transitória pior. Um controlo derivativo (K_d) terá o efeito de aumentar a estabilidade do sistema, reduzindo o *overshoot*, e melhorar a resposta transitória. Os efeitos de cada um dos controladores de K_p , K_d e K_i num sistema realimentado são resumidos na tabela ??.

5.2.5 Controlo de altitude

No controlo de altitude são introduzidos dois termos de *feed-forward*. Uma corresponde à força provocada pela aceleração gravítica e outro que tem como objectivo compensar a perda de sustentação devido à existência de valores não nulos dos ângulos *roll* ou *pitch*.

Note-se que este termo ($K \cdot \sin |\alpha|$) tem como consequência a aceleração do veículo, ou seja, embora compense a perda de sustentação, o veículo aumenta o modo comum total. No entanto os outros controladores devem reduzir os erros de orientação.

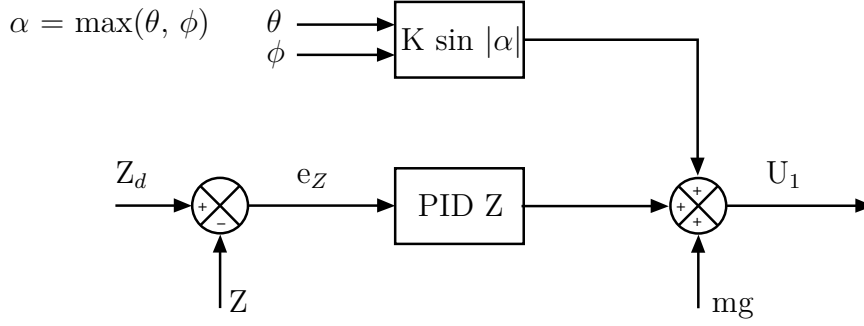


Figura 5.3: Controlador PID de altitude

5.3 Sistemas não Lineares

Um sistema, sempre que constituído por uma componente ou um sub-sistema não linear, pode ser designado na sua globalidade por sistema não linear. Este tipo de sistemas não satisfazem o princípio da sobreposição, pelo que o seu comportamento depende da amplitude dos sinais que nele intervêm.

O veículo autónomo aéreo é um sistema não linear.

5.3.1 Critério de Lyapunov

Uma das formas de “resolver” alguns problemas de não linearidade é utilizar uma abordagem baseada em Lyapunov. Este método é utilizado para determinar as propriedades de estabilidade de um ponto de equilíbrio sem resolver a equação de estado.

A ideia do critério é arranjar uma função do estado $V(x)$ com um conjunto de propriedades. De acordo com uma analogia mecânica, seria considerar $V(x)$ como a energia associada ao sistema. Dessa forma, a diminuição da energia significa que o sistema está a estabilizar.

Supondo que o nosso sistema é invariante no tempo e que

$$\dot{x} = f(x, u), \quad x \in \mathbb{R}^n, \quad u \in \mathbb{R}, \quad f(0, 0) = 0 \quad (5.9)$$

queremos então projectar uma lei de controlo em *feedback* do tipo $u = \alpha(x)$ tal que o equilíbrio $x = 0$ do sistema em malha fechada

$$\dot{x} = f(x, \alpha(x)) \quad (5.10)$$

seja globalmente assintoticamente estável. Podemos utilizar uma função de Lyapunov $V(x)$ como candidata e exigir que a sua derivada ao longo de $\dot{x} = f(x, \alpha(x))$ satisfaça a condição de $\dot{V}(x) \leq W(x)$, onde $W(x)$ é uma função positiva definida. Esta função V se existir nas condições mencionadas, garante a estabilidade do ponto de equilíbrio. A idéia é anular todos os termos não lineares do espaço de estados atribuindo o simétrico destes a $V(x)$ [26, 28].

Função de Lyapunov

Dentro de uma esfera centrada na origem e de raio R , uma função $V(x)$ diz-se função de Lyapunov se e só se:

- $V(x)$ for positiva definida,
- $\dot{V}(x)$ for negativa semidefinida.

Ou seja:

$$\begin{cases} V(x) > 0, & x \neq 0 & V(0) = 0 \\ \dot{V}(x) \leq 0, & x \neq 0 & \dot{V}(0) = 0 \end{cases} \quad (5.11)$$

Na figura ?? é feita a representação geométrica de uma função de Lyapunov. A condição $\dot{V}(x) \leq 0$ implica que a trajectória do sistema se deve aproximar da origem.

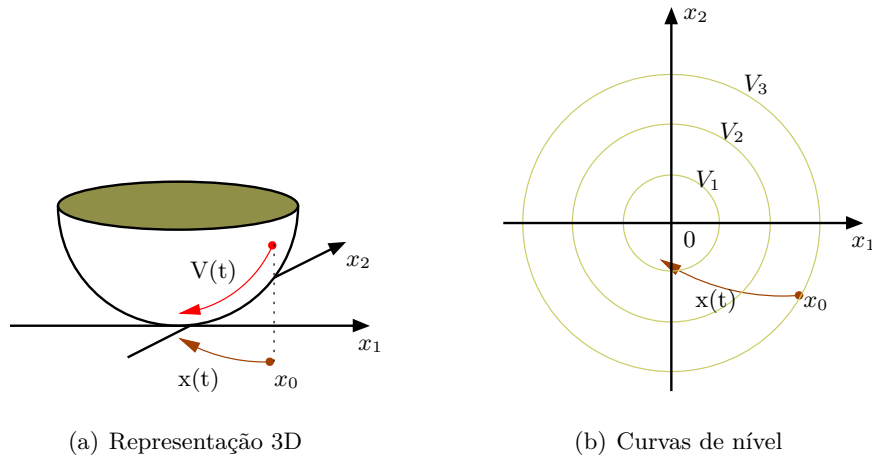


Figura 5.4: Representação geométrica de uma função de Lyapunov

Em termos de estabilidade, esta pode ser definida como *local* caso a estabilidade se dê na vizinhança de um ponto de equilíbrio (zona de atracção) ou *global* caso a estabilidade se dê para qualquer valor do seu ponto inicial (figura ??).

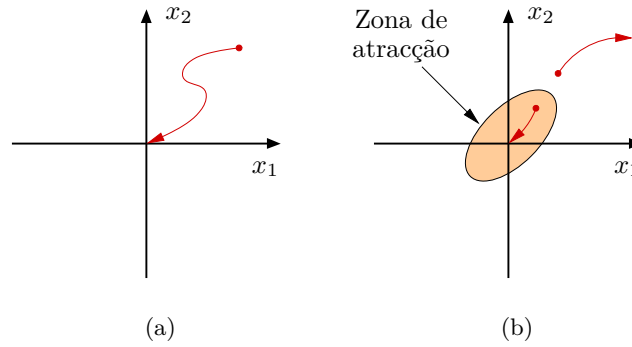


Figura 5.5: **Representação dos tipos de estabilidade** - (a) Estabilidade assintoticamente global ; (b) Estabilidade assintoticamente local

Teorema de Estabilidade de Lyapunov

O Teorema de Estabilidade de Lyapunov diz que a origem é estável se existir um função $V(x)$ positiva definida em que a sua derivada $\dot{V}(x)$ é negativa semidefinida, e assintoticamente estável se $\dot{V}(x)$ for negativa definida. Apesar do método de Lyapunov consistir numa ferramenta bastante poderosa para estudar a estabilidade dos pontos de equilíbrio, demonstra duas desvantagens que é necessário ter em atenção. A primeira é o facto de não existir nenhum método concreto para encontrar a função de Lyapunov $V(x)$ para um determinado sistema. A segunda foca-se no facto de este método só permitir a condição suficiente, não sendo possível afirmar nada quanto à condição necessária, ou seja, caso a função de Lyapunov candidata não satisfaça as condições de estabilidade não significa que a origem não é estável [25, 29] .

5.4 Controlo Integral Backstepping

Tal como o controlador PID 5.2, o *backstepping* não necessita de um conhecimento exacto dos parâmetros do modelo [31]. Outras vantagens deste tipo de controlo é o facto de ser um método bastante flexível na construção da lei de controlo evitando a eliminação de não linearidades úteis, e também por ser um método sistemático baseado em três passos fundamentais [32]:

- Introduzir um estado e um controlo virtuais e reescrever a equação do estado corrente em função destes;

- Escolher uma função de controlo de Lyapunov para o sistema tratando como se fosse a fase final;
- Escolher uma equação para o controlo virtual que faça com que a função de controlo de Lyapunov seja estabilizável.

A adição da acção integral permite criar um caso particular de *backstepping* conhecido por *integral backstepping*. Esta acção garante uma maior robustez do sistema contra incertezas do modelo e perturbações externas melhorando o controlo em regime permanente. Esta acção de controlo é apenas aplicada à atitude um vez que não depende do deslocamento linear (altura e posição), pelo que o sistema do quadrotor pode ser visto como um conjunto formado por dois subsistemas: subsistema da atitude e o subsistema do deslocamento linear, tal como apresentado na figura 4.6.

5.4.1 Controlo da atitude

Relativamente a métodos de controlo, face aos resultados apresentados em [4, 8, 9, 11, 13, 17], o *integral backstepping* mostra-se mais vantajoso para o controlo da atitude e sabendo que este subsistema é independente do subsistema de deslocamento linear, pode ser escrito na forma de espaço de estados $\dot{X} = f(X, U)$ sendo que o vector de estados X e o vector de entrada U são respectivamente 5.12 e 5.13:

$$X = [\phi \quad \dot{\phi} \quad \theta \quad \dot{\theta} \quad \psi \quad \dot{\psi}]^T \quad (5.12)$$

$$U = [U_2 \quad U_3 \quad U_4]^T \quad (5.13)$$

Aproveitando apenas, do espaço de estados (4.31), as equações relativas à atitude, obtemos a função que relaciona os estados com as entradas (5.14).

$$\dot{X} = f(X, U) = \begin{pmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \cdot \dot{\theta} \cdot \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} - \frac{J_r}{I_{xx}} \cdot \dot{\theta} \cdot \Omega + \frac{l}{I_{xx}} \cdot U_2 \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \cdot \dot{\phi} \cdot \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} + \frac{J_r}{I_{yy}} \cdot \dot{\phi} \cdot \Omega + \frac{l}{I_{yy}} \cdot U_3 \\ \dot{\psi} \\ \dot{\phi} \cdot \dot{\theta} \cdot \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} + \frac{1}{I_{zz}} \cdot U_4 \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

O controlo da atitude é fundamental para o sistema de controlo visto ser ele o responsável por manter a orientação 3D do veículo para o valor desejado.

O primeiro passo no design de um controlador *integral backstepping* é a consideração do erro $e_1 = \phi_d - \phi$ e a sua dinâmica:

$$\frac{de_1}{dt} = \dot{\phi}_d - \omega_x \quad (5.15)$$

A velocidade angular ω_x não é uma entrada de controlo e possui a sua própria dinâmica. Assim sendo, atribui-se a ω_x um comportamento desejado e considera-se a isto o nosso controlo virtual:

$$\omega_{xd} = c_1 e_1 + \dot{\phi}_d + \lambda_1 \chi_1 \quad (5.16)$$

em que c_1 e λ_1 são constantes positivas e $\chi_1 = \int_0^t e_1(\tau) d\tau$ é o integral do erro em *roll*. O termo integral é então introduzido na equação 5.16. Tendo ω_w o seu próprio erro e_2 , processa-se a dinâmica utilizando a equação 5.16 tal como apresentado em 5.17.

$$\frac{de_2}{dt} = c_1(\dot{\phi}_d - \omega_x) + \ddot{\phi}_d + \lambda_1 e_1 - \ddot{\phi} \quad (5.17)$$

onde e_2 , o erro da velocidade angular é definido como:

$$e_2 = \omega_{xd} - \omega_x \quad (5.18)$$

Utilizando as equações 5.16 e 5.18, pode-se reescrever a dinâmica do erro em *roll* como:

$$\frac{de_1}{dt} = -c_1 e_1 - \lambda_1 \chi_1 + e_2 \quad (5.19)$$

Substituindo $\ddot{\theta}$ em 5.17 pela sua expressão correspondente no modelo apresentado em 4.31, a entrada de controlo U_2 aparece em 5.20.

$$\frac{de_2}{dt} = c_1(\dot{\phi}_d - \omega_x) + \ddot{\phi}_d + \lambda_1 e_1 - \dot{\theta} \dot{\psi} \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} - \dot{\theta} \frac{J_r}{I_{xx}} \Omega_r - \frac{l}{I_{xx}} U_2 \quad (5.20)$$

A verdadeira entrada de controlo apareceu em 4.31. Então, utilizando as equações 5.15, 5.19 e 5.20 combinamos os erros de posição e_1 , da velocidade angular e_2 e do erro da posição integral χ_1 para obter:

$$\frac{de_2}{dt} = c_1(-c_1e_1 - \lambda_1\chi_1 + e_2) + \ddot{\phi}_d + \lambda_1e_1 - \frac{\tau_x}{I_{xx}} \quad (5.21)$$

onde τ_x é o binário total. A dinâmica desejada para o erro em velocidade angular é:

$$\frac{de_2}{dt} = -c_2e_2 - e_1 \quad (5.22)$$

Isto é obtido se a entrada de controlo U_2 escolhida for:

$$U_2 = \frac{I_{xx}}{l} \left[(1 - c_1^2 + \lambda_1)e_1 + (c_1 + c_2)e_2 - c_1\lambda_1\chi_1 + \ddot{\phi}_d - \dot{\theta}\dot{\psi}\frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} - \dot{\theta}\frac{J_r}{I_{xx}}\Omega_r \right] \quad (5.23)$$

onde c_2 é uma constante positiva que determina a velocidade de convergência do *loop* da velocidade angular. De forma similar, *pitch* e *yaw* são:

$$\begin{cases} U_3 = \frac{I_{yy}}{l} \left[(1 - c_3^2 + \lambda_2)e_3 + (c_3 + c_4)e_4 - c_3\lambda_2\chi_2 + \ddot{\theta}_d - \dot{\phi}\dot{\psi}\frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} - \dot{\theta}\frac{J_r}{I_{yy}}\Omega_r \right] \\ U_4 = \frac{I_{zz}}{l} \left[(1 - c_5^2 + \lambda_3)e_5 + (c_5 + c_6)e_6 - c_5\lambda_3\chi_3 \right] \end{cases} \quad (5.24)$$

em que $(c_3, c_4, c_5, c_6, \lambda_2, \lambda_3) > 0$ e (χ_2, χ_3) o erro da posição integral dos ângulos de *pitch* e *yaw*, respectivamente.

Por fim é necessária a análise da estabilidade e do desempenho da convergência assintótica do controlador proposto. Para tal vai ser utilizada uma função V definida positiva e candidata a função de *Lyapunov* onde o erro de *tracking* da posição *roll*, representado por e_1 , o erro de *tracking* da velocidade angular, representado por e_2 e o erro de *tracking* integral da posição *roll*, representado por χ_1 , são contabilizados.

$$V = \lambda \frac{1}{2} [\chi_1^2 + e_1^2 + e_2^2] \quad (5.25)$$

Derivando 5.25 e utilizando as equações 5.19 e 5.22, obtemos a equação 5.26.

$$\dot{V} = -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 \leq 0 \quad (5.26)$$

A definição de 5.25 e o facto de $\dot{V} \leq 0, \forall (e_1, e_2)$ garante que e_1, χ_1 e e_2 são limitados. A posição desejada de referência ϕ_d é delimitada por suposição e $e_1 = \phi_d - \phi$ é também limitada, logo, a posição ϕ é limitada também. Isto implica o limite do controlo virtual ω_x . Finalmente, o limite global do controlo de binário é devido à nossa escolha da lei de controlo (em 5.23). A estabilidade assintótica global é também garantida pela definição positiva de V e do facto de $\dot{V}(e_1, e_2) < 0, \forall (e_1, e_2) \neq 0$ e $\dot{V}(0) = 0$.

5.4.2 Controlo da altitude

O controlo em altitude mantém a distância entre o quadrotor e chão no valor desejado. O erro em altura é definido pela equação 5.27

$$e_7 = z_d - z \quad (5.27)$$

O erro da velocidade vertical é dado pela equação 5.28.

$$e_8 = c_7 e_7 + \dot{z}_d + \lambda_4 \chi_4 - \dot{z} \quad (5.28)$$

Definidas estas duas variáveis temos que a nossa lei de controlo para altitude é:

$$U_1 = \frac{m}{\cos \phi \cos \theta} \cdot [g + (1 - c_7^2 + \lambda_4) e_7 + (c_7 + c_8) e_8 - c_7 \lambda_4 \chi_4] \quad (5.29)$$

onde (C_7, C_8, λ_4) são constantes positivas.

5.4.3 Controlo em posição

O controlo em posição permite ao veículo alcançar pontos fornecidos tendo como origem o seu ponto de partida. Conforme se pode observar na figura ??, a actuação nos ângulos de *pitch* e *roll* reflectem-se na posição (x,y) do veículo. O movimento horizontal é alcançado através da orientação do vector *thrust* para a direcção pretendida. Assim sendo, na saída do controlador de posição, são disponibilizadas duas referências: ângulo *roll* desejado (ϕ_d), e ângulo *pitch* desejado (θ_d).

O controlo é efectuado através de um controlador PD. Através das equações apresentadas em 4.31, e observando as equações 5.33 e 5.32, uma componente proporcional é multiplicada pelo erro em posição (equações 5.30 e 5.31) e uma componente derivativa é multiplicada à velocidade efectuando assim o papel de “travão”.

$$e_9 = x_d - x \quad (5.30)$$

$$e_{11} = y_d - y \quad (5.31)$$

$$\theta_d = \frac{m \cdot e_9 \cdot K_{p\theta_d} - \dot{x} \cdot K_{d\theta_d}}{U_1} \quad (5.32)$$

$$\phi_d = \frac{-m \cdot e_{11} \cdot K_{p\phi_d} - \dot{y} \cdot K_{d\phi_d}}{U_1} \quad (5.33)$$

5.5 Controlo de motores BLDC - *Brushless Direct Current*

5.5.1 Método de funcionamento de um motor *brushless*

Embora existam motores *brushless* com dois enrolamentos, actualmente são mais utilizados os motores com três enrolamentos, possibilitando assim o controlo com correntes alternadas trifásicas.

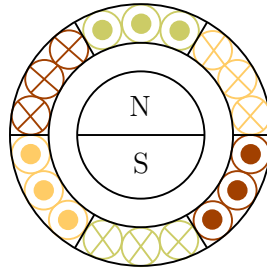


Figura 5.6: Esquema transversal de um motor *brushless* de 3 fases

O rotor tem 1 ou mais pares de pólos magnéticos. Para o motor iniciar o movimento de rotação é necessário encontrar a posição angular do rotor. Posteriormente, é fornecida a duas bobines em simultâneo, energia suficiente para conseguir deslocar o rotor até à posição seguinte, momento em que se fornece energia às bobines seguintes.

Através de um inversor trifásico, explicado na secção 5.5.2, há 6 modos possíveis de fazê-lo tal como representado na figura 5.7.

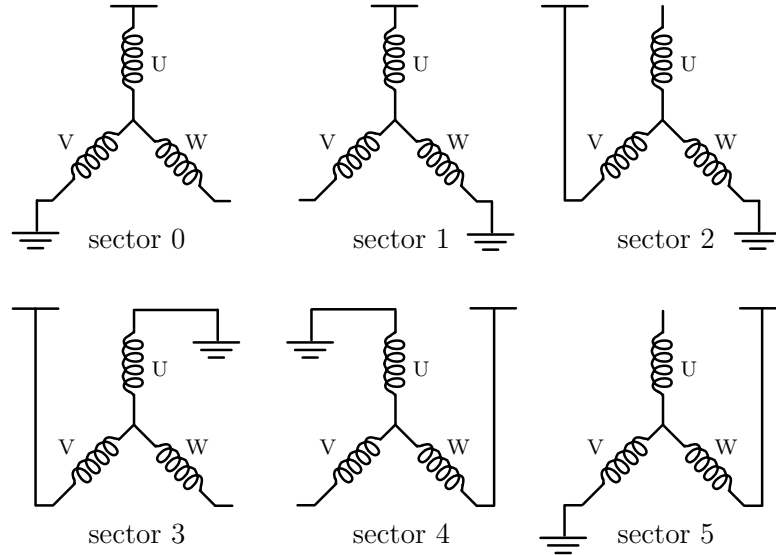


Figura 5.7: Combinações possíveis de alimentação de fases para um motor BLDC

Após o início do movimento, o conhecimento da posição do rotor continua a ser necessária. Para tal utilizam-se sensores de *Hall* ou a tensão de BEMF como explicado em 5.5.4.

5.5.2 Inversor trifásico

A necessidade da alimentação dos motores com três fases desfasadas de 120° , leva à utilização de um inversor de potência trifásico. Esse circuito é baseado em seis interruptores (três do degrau superior que introduzem corrente no motor, e três do degrau inferior que drenam a corrente para a massa), e seis díodos de *freewheeling*, que, através de uma entrada em DC, coloca na saída três sinais desfasados de 120° . Para o desempenho das funções de “interruptores” normalmente são utilizados IGBTs e/ou MOSFETs, em que estes últimos são mais utilizados em motores de baixa/média potência (como o caso do sistema em questão).

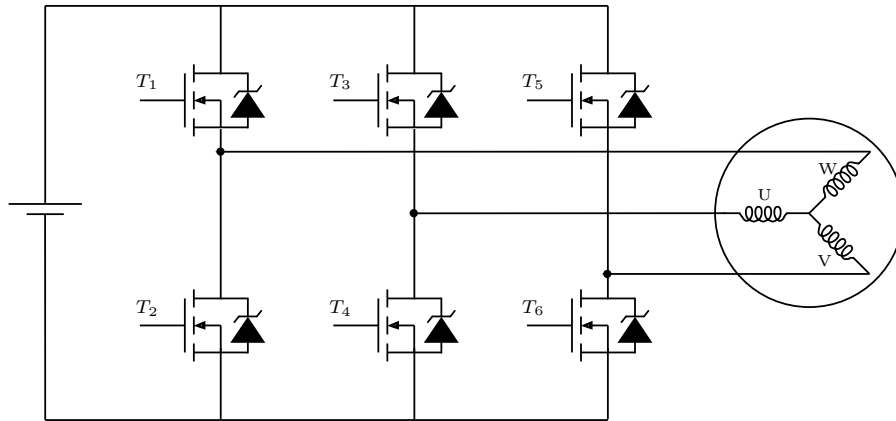


Figura 5.8: Esquema eléctrico de um inversor trifásico

5.5.3 Tipos de modulação

Modulação de 120°

Este tipo de modulação denomina-se de 120° , pois cada um dos interruptores do inversor, está activo durante 120° de rotação do motor. Começando o motor a rodar aos zero graus, são alimentadas as bobinas U+ e V- (U alimentada positivamente e V negativamente). Esta excitação cria um campo magnético que faz o rotor rodar 60° . Neste ponto passam a ser alimentadas as bobinas U+ e W-, e uma vez que a bobina U continua alimentada positivamente, o motor continua a produzir binário na mesma direcção. Atingindo o rotor os 120° , são alimentadas as bobinas V+ e W-, nos 180° as bobinas V+ e U-, nos 240° as bobinas W+ e U- e por fim nos 300° , as bobinas W+ e V-. Acabada esta sequência, voltam a ser activadas as bobinas do primeiro estado. O facto de, durante dois estados, estar sempre uma bobina activada, faz com que o motor produza binário sempre na mesma direcção. A figura 5.9 mostra a rotação do motor em cada um dos estados.

Na figura 5.9 é utilizado um motor com três enrolamentos, distribuídos por seis bobinas, embora só seja visível a alimentação em três bobinas. A figura 5.10 mostra-nos como é distribuída a alimentação dos três enrolamentos, por várias bobinas (neste caso, seis).

Com a utilização do inversor trifásico, a cada ligação de uma bobina positivamente e negativamente, corresponde ligar um interruptor do degrau superior e inferior do inversor, respectivamente.

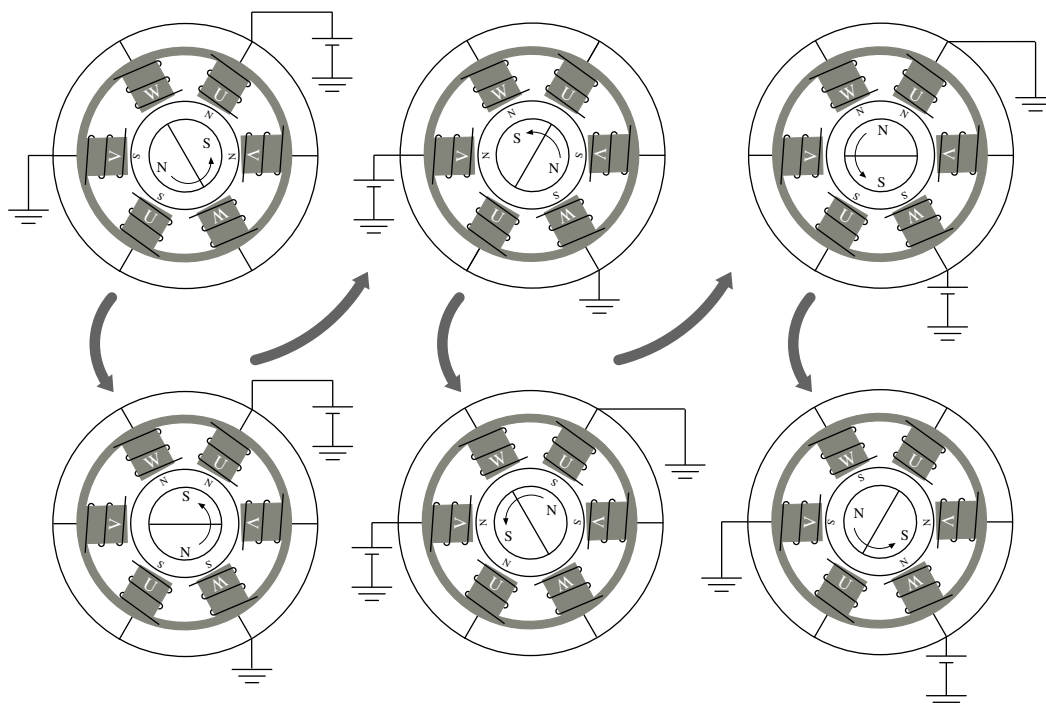
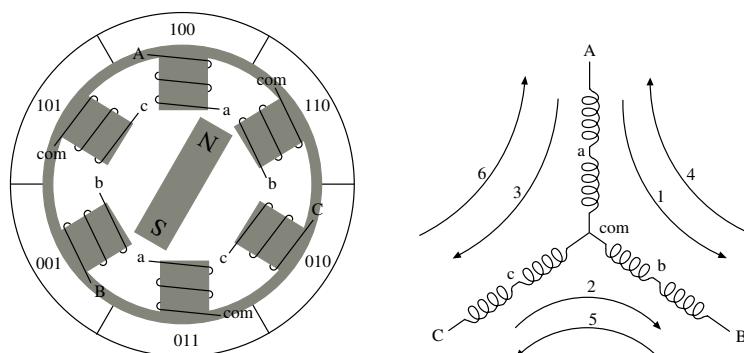
Figura 5.9: Rotação de um motor *brushless* com modulação de 120° 

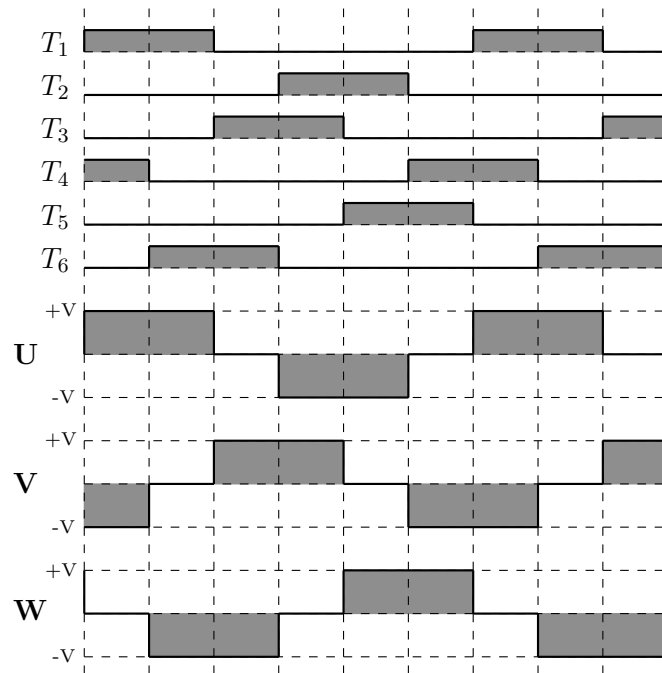
Figura 5.10: Ligação de várias bobinas nos 3 enrolamentos

Para inverter o sentido de rotação do motor, temos apenas que comutar os interruptores em sentido contrário. Do estado 6, para o estado 1.

Na figura 5.11 estão ilustradas as formas de onda correspondentes aos disparos dos vários interruptores e à tensão nas três fases do motor neste tipo de modulação (A, B e C correspondem a U, V e W, respectivamente). Embora, para efeitos de análise dos disparos dos interruptores no inversor trifásico, as ondas da tensão obtidas sejam as ilustradas, na prática estas adquirem uma forma “trapezoidal” devido à força contra-electromotriz gerada pelo motor. As ondas da corrente, têm forma idêntica às demonstradas para a tensão.

Tabela 5.2: Comutação de estados em modulação de 120°

Estado	Mosfets		Fases	
1	T1	T4	U+	V-
2	T1	T6	U+	W-
3	T3	T6	V+	W-
4	T3	T2	V+	U-
5	T5	T2	W+	U-
6	T5	T4	W+	V-

Figura 5.11: Formas de onda para modulação de 120°

Este tipo de modulação é a mais utilizada para o controlo destes motores, pois tanto pode ser utilizado no controlo com sensores de efeito de *Hall*, como no controlo por “*back EMF*” (*electromotive force*). Uma vez que em todos os estados existe sempre uma fase que não é alimentada, o motor acaba só por produzir dois terços do binário total que poderia fornecer.

Modulação de 180°

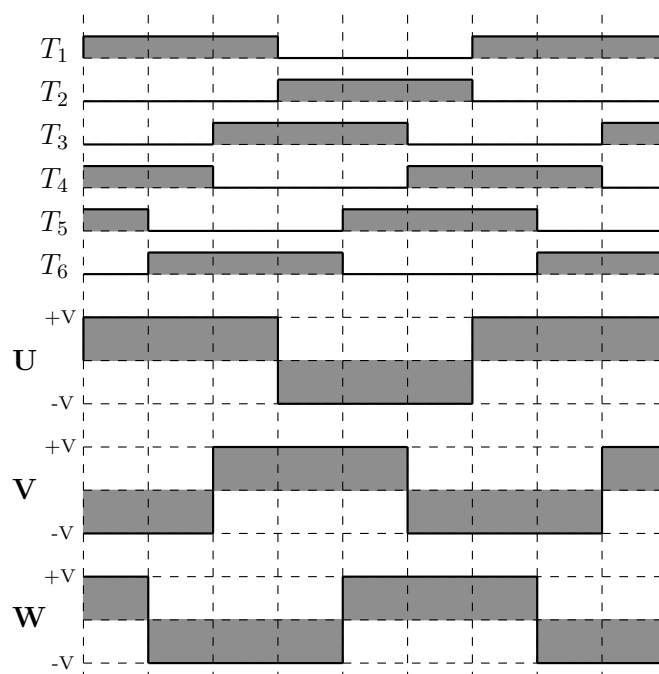
Na modulação de 180° , cada uma das fases é alimentada durante mais 60° de rotação do motor, do que na modulação de 120° , fornecendo assim o motor, o máximo binário

possível. É utilizado o mesmo princípio que está ilustrado na figura 5.9 na modulação de 120° , para a rotação do motor, embora em cada estado sejam activados sempre dois interruptores de um degrau, e um do degrau contrário.

Tabela 5.3: Comutação de estados em modulação de 180°

Estado	Mosfets			Fases		
1	T1	T4	T5	U+	V-	W+
2	T1	T4	T6	U+	V-	W-
3	T1	T3	T6	U+	V+	W-
4	T2	T3	T6	U-	V+	W-
5	T2	T3	T5	U-	V+	W+
6	T2	T4	T5	U-	V-	W+

Na figura 5.12, estão representadas as ondas dos disparos dos interruptores, e as ondas da tensão e da corrente em cada uma das fases. Visto que em todos os estados, está sempre um dos interruptores de cada fase activo, a tensão nas fases é sempre a tensão de alimentação ($V+$) ou a massa ($V-$).

Figura 5.12: Formas de onda para modulação de 180°

Este tipo de modulação é viável, mas é necessário uma especial atenção nos tempos

de comutação. Em todas as comutações entre dois estados, é desactivado um interruptor do degrau superior ou inferior, e é activado outro do degrau contrário, na mesma fase. Se não for dado um intervalo de tempo entre as duas comutações dos interruptores, é provocado um curto-circuito que poderá danificar os componentes utilizados. É necessário então, calcular o tempo que o interruptor demora a desligar, e só depois activar o interruptor do degrau contrário. Este tempo de protecção, é normalmente conhecido como *dead time*.

Além da vantagem de o motor produzir mais binário, na modulação de 180° , existem outras vantagens e desvantagens. Com este tipo de modulação, torna-se impossível a implementação do controlo por “*back EMF*” (descrito em 5.5.4), uma vez que todas as fases do motor são alimentadas em todos os estados, anulando assim a possibilidade de monitorizar as ondas da força contra-electromotriz pela fase não alimentada. Na modulação de 120° , o facto de se aplicar binário numa fase durante 120° , esperar 60° sem se aplicar binário, e de seguida aplicar mais binário durante 60° , provoca uma oscilação de binário no motor, enquanto que na modulação de 180° , como todas as fases conduzem em todos os estados, essa oscilação é eliminada. Com a modulação de 180° , em conjunto com modulação por largura de impulso (PWM), podem ser criadas outras modulações de forma sinusoidal.

Outros tipos de modulação

Além dos dois principais tipos de modulação já referidos, existem outros tipos de modulação secundários que têm como base a modulação de 180° . Ao ser aplicada nas ondas quadradas, uma modulação por largura de impulso, variando o *duty-cycle* em todos os impulsos, obtêm-se tensões médias que adquirem formas sinusoidais.

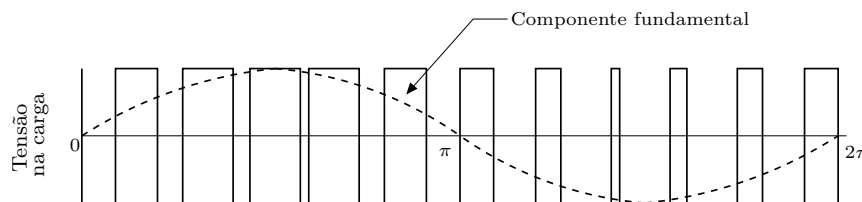


Figura 5.13: Modulação sinusoidal

Uma vez que o tipo de modulação anterior, exige uma implementação, na parte de controlo, de ciclos para aumentar e diminuir o *duty-cycle* ao longo do período da onda,

pode-se utilizar uma modulação “quase” sinusoidal, de implementação mais simples. Nos primeiros 60° , aplica-se um PWM com um *duty-cycle* fixo, durante os 60° seguintes, aplica-se um *duty-cycle* mais elevado, ou mesmo a tensão máxima, e nos 60° seguintes aplica-se, mais uma vez, o *duty-cycle* inicial. Desta forma, obtêm-se quatro níveis de tensão, que já se aproximam duma forma sinusoidal.



Figura 5.14: Modulação quase sinusoidal

5.5.4 Método de determinação da posição do rotor

Uma vez que para ser variada a velocidade destes motores, terá de ser alterada a frequência de comutação dos estados, se for implementado um circuito que retorne a posição ou a velocidade do rotor, o controlador poderá automaticamente fazer as comutações dos estados. Desta forma, de modo a variar a velocidade de rotação do motor, apenas tem de ser alterada a tensão aplicada nas fases do mesmo. Ao ser aumentada a tensão de alimentação, o campo gerado pelos enrolamentos também aumenta e faz com que o rotor atinja mais rapidamente a próxima posição de comutação. Utilizando PWM nos impulsos dos interruptores, ao ser variado o *duty-cycle*, é variada a tensão média nas fases do motor.

Determinação da posição do rotor através de sensores de *Hall*

De forma a detectar a posição do rotor, para fazer a comutação dos estados, neste método usam-se motores com sensores de efeito de *Hall* integrados. Estes sensores são aplicados no estator do motor, desfasados de 120° , de forma que, dependendo do campo magnético que passe sobre o sensor, este responda com um sinal lógico positivo ou negativo. Quando o pólo norte do rotor, passa sobre um sensor, este devolve sinal lógico 1. Quando é o pólo sul, o sensor devolve sinal lógico 0. Os três sinais lógicos (um por fase) são analisados para a determinação das fases que devem ser alimentadas (figura 5.15). Há seis diferentes combinações válidas e duas que nunca devem ocorrer - a alimentação e desalimentação das três fases em simultâneo. Os seis estados válidos traduzem-se em 6 diferentes cenários desfasados 60° entre si.

5.5. CONTROLO DE MOTORES BLDC - BRUSHLESS DIRECT CURRENT

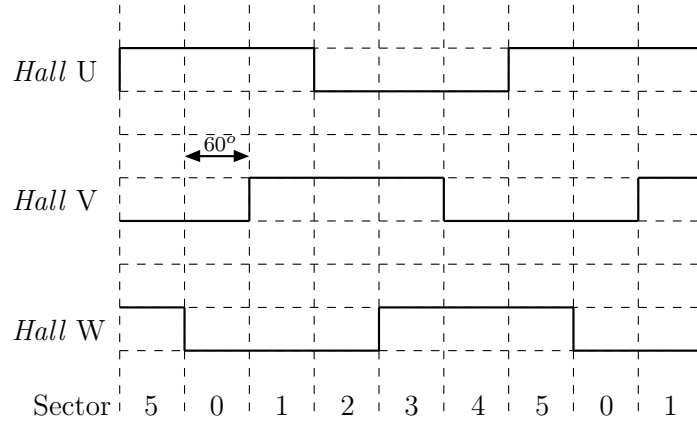


Figura 5.15: Método standard de sensing de posição num motor BLDC. (Sectores relativos à figura 5.7)

Tabela 5.4: Comutação dos estados através de sensores de efeito de Hall

Sensores			Mosfets		Fases	
HA	HB	HC				
1	0	1	T1	T4	U+	V-
1	0	0	T1	T6	U+	W-
1	1	0	T3	T6	V+	W-
0	1	0	T3	T2	V+	U-
0	1	1	T5	T2	W+	U-
0	0	1	T5	T4	W+	V-

Desta forma, dependendo dos sinais que são obtidos dos sensores de efeito de Hall, são disparados os interruptores de acordo com a tabela ?? (para modulação de 120°).

De acordo com a tabela ??, são obtidos os disparos representados na figura 5.16.

O método descrito até agora, utiliza os sensores colocados no motor, desfasados de 120° (configuração mais utilizada), mas é também possível coloca-los desfasados de 60° desde que se utilize outra tabela para as comutações. São também aqui demonstrados os impulsos para modulação de 120° , mas nada impede que se aplique os impulsos em modulação de 180° .

Determinação da posição do rotor através da tensão de *Back EMF*

Quando se alimentam duas fases do motor, é criada uma força contra-electromotriz, na fase restante. De forma a obter essa força, mede-se a tensão no enrolamento dessa

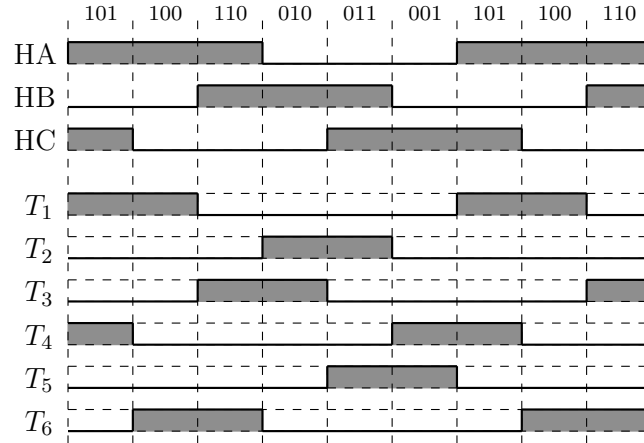


Figura 5.16: Disparos dos interruptores através de sensores de efeito de *Hall*

fase, entre a extremidade do enrolamento e o ponto neutro do motor [33].

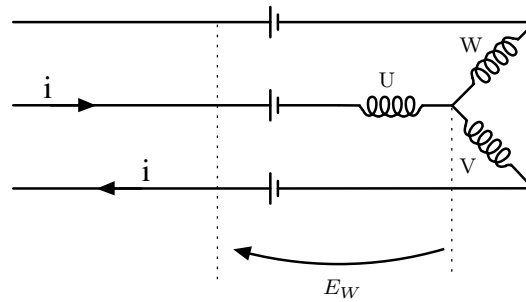


Figura 5.17: Método de medição da força contra-electromotriz

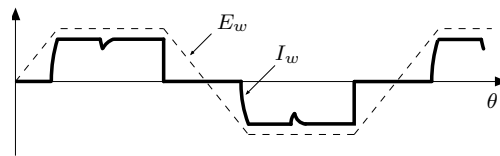


Figura 5.18: Forma de onda da força contra-electromotriz

Observando a figura 5.18, verifica-se que 30° de rotação do motor após a onda da força contra-electromotriz cruzar a origem, há sempre uma troca de estado, alterando os disparos dos interruptores. Desta forma, poderá ser aplicado um método de controlo do motor, de acordo com o retorno do mesmo. Uma vez que não se consegue aceder ao ponto neutro do motor, para medir a força contra-electromotriz, terá de ser implementado um circuito adicional para a mesma detecção (figura 5.19). Ao serem colocadas três resistências nas três fases do motor, ligadas entre elas, na outra extremidade estas fornecem um sinal equivalente à do ponto neutro do motor. Aplicando divisores de tensão neste ponto virtual e directamente nas fases, se forem comparados os valores

obtidos nos divisores, conseguem-se obter os impulsos que indicam os instantes 30° antes das comutações.

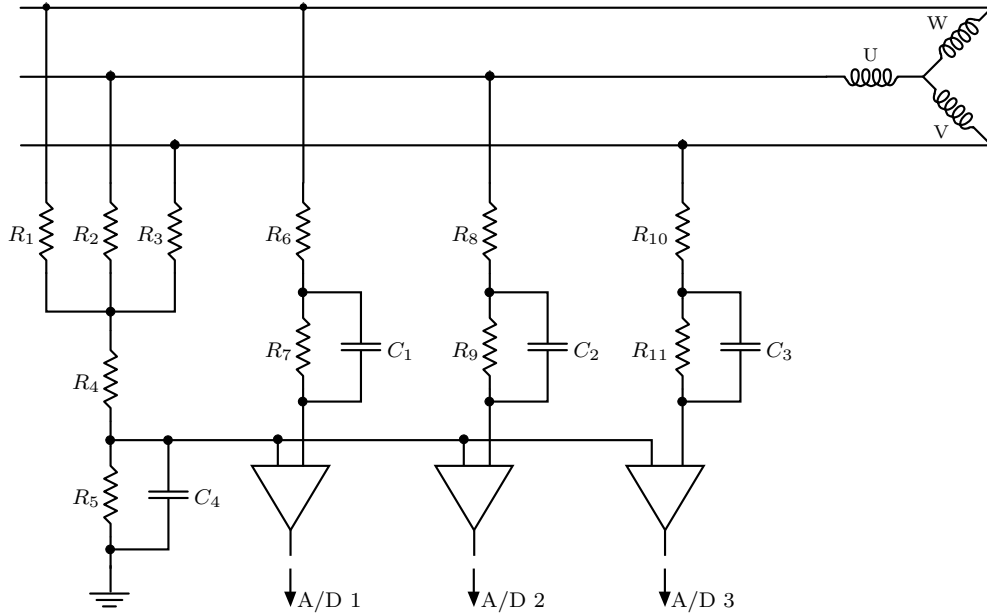


Figura 5.19: Esquema de detecção da força contra-electromotriz

Na figura 5.20 estão representados os disparos dos interruptores, segundo os sinais obtidos pela força contra-electromotriz.

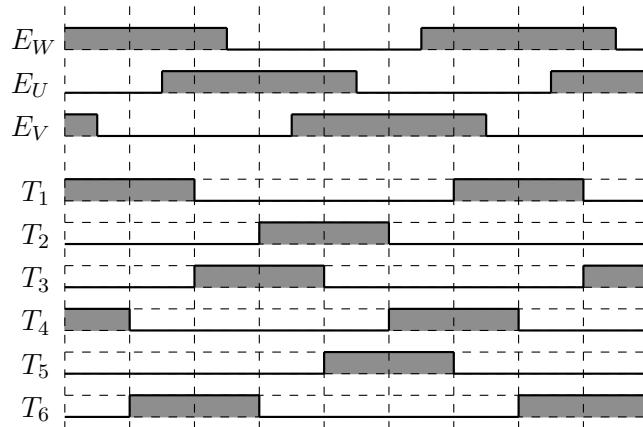


Figura 5.20: Disparo dos interruptores através do "Back EMF"

Este método de detecção apenas se torna eficaz se for utilizada uma modulação de 120° , pois o único instante onde é possível detectar a passagem da onda pela origem, é durante os 60° em que as fases não se encontram alimentadas. Além disso, como o valor da força contra-electromotriz é proporcional à velocidade de rotação do motor, a sua detecção também só é possível, quando o motor já se encontra a uma determinada

velocidade de rotação. Rotação esta que depende das características do motor e da sua tensão de alimentação. Assim sendo, utilizando este método, é necessário o uso de rampas de aceleração, com tempos entre cada estado pré-definidos, em circuito aberto, para arrancar o motor, até se detectar a força contra-electromotriz.

Outros métodos de controlo

Além dos métodos acima descritos (mais utilizados), existem muitas outras configurações possíveis para controlar os motores. Pode-se fazer o controlo mesmo em malha aberta, sem ser obtida informação da posição do rotor. Desta forma, serão aplicados os impulsos de forma cíclica, variando a frequência e a tensão para aumentar e diminuir a velocidade. Este método é raramente utilizado, pois para a sua implementação, têm de ser obtidos experimentalmente para cada motor específico, qual a potência ideal a aplicar, quando o motor roda a uma determinada velocidade e tem aplicada uma determinada carga. Caso não se efectue uma boa configuração, o motor poderá perder o sincronismo. Outro método de controlo, para detecção dos instantes de comutação, baseia-se na utilização de um encoder para fornecer a posição do rotor do motor. Deste modo, é configurado o controlador, para determinar os valores obtidos pelo encoder em quais terão de ser feitas as comutações. Este método é limitado a baixas rotações, devido às reduzidas taxas de aquisição dos encoders.

Capítulo 6

Simulador do Sistema

6.1 Introdução

A fim de estudar o comportamento do quadrotor, quando sujeito a forças e momentos apresentados no capítulo 4, construiu-se um simulador recorrendo ao *software* Matlab/Simulink.

Para uma organizada estrutura do simulador, foi utilizada uma abordagem baseada em diagrama de blocos tal como, por exemplo, Thor Fossen utilizou para o *Marine Systems Simulator* - MSS [34]. Este modelo de simulação permite por um lado testar diferentes opções de controlo do sistema efectuando uma validação prévia sem a necessidade de recorrer ao veículo real nem de incorrer em riscos desnecessários e por outro lado obter informação qualitativa e quantitativa que auxilie em diferentes opções de projecto e implementação.

O modelo desenvolvido em Simulink teve como base algum trabalho prévio existente [21]. Foi adoptada uma metodologia de implementação em que a dinâmica dos diversos subsistemas é obtida através de blocos do tipo *Matlab function* que calculam a derivada do estado e usando explicitamente blocos integradores de forma similar. Alternativamente poderia ser utilizada uma descrição da dinâmica recorrendo a blocos do tipo *s-function*.

Vários blocos foram construídos, respectivamente o bloco do controlo clássico PID, o bloco das forças aerodinâmicas, o bloco da dinâmica do veículo e um bloco de visu-

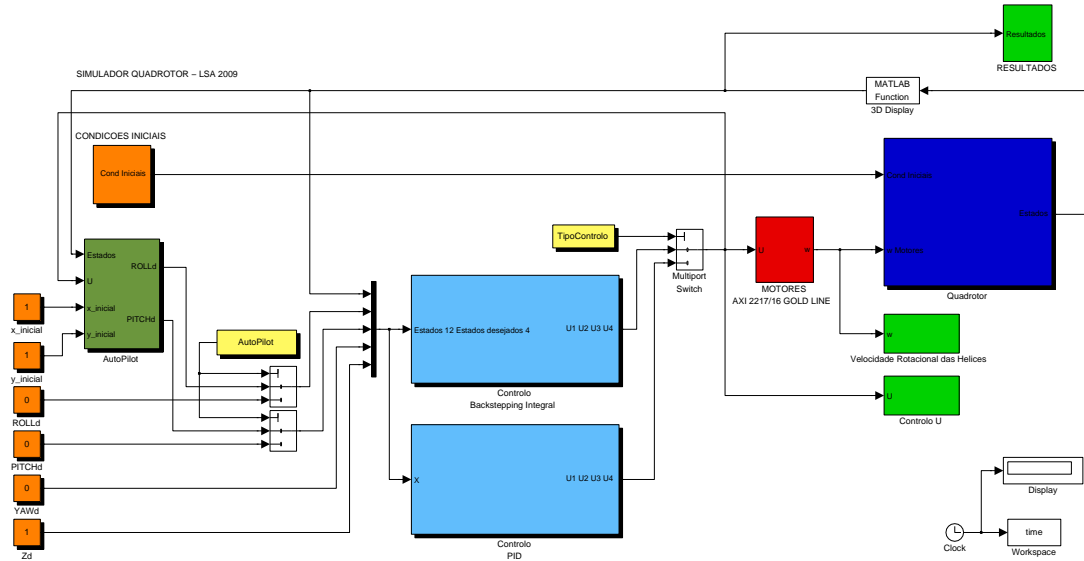


Figura 6.1: Simulador do sistema em diagrama de blocos

alização dos resultados obtidos (figura 6.1).

6.2 Descrição dos blocos

6.2.1 Condições iniciais

Neste bloco, apresentado na figura A.1, são introduzidas as condições iniciais, isto é, os valores iniciais das variáveis ϕ , $\dot{\phi}$, θ , $\dot{\theta}$, ψ , $\dot{\psi}$, z , \dot{z} , x , \dot{x} , y , \dot{y} .

6.2.2 Controlo PID

Dentro do bloco de controlo PID estão presentes os quatro controladores PID necessários para o controlo do veículo: três para a atitude e um para a altura. Este bloco, apesar de receber 16 parâmetros na sua entrada, utiliza apenas 8: *roll*, *pitch*, *yaw*, altura, *roll* desejado, *pitch* desejado, *yaw* desejado e altura desejada (figura A.2). Na sua saída é disponibilizado o vector de controlo U (equação 4.18) a ser utilizado pelo bloco dos motores.

6.2.3 Autopilot

Foi também implementado um controlo de posição (bloco *Autopilot*) que tendo por base o veículo estabilizado (em Z , ϕ , θ , ψ) efectua o seu controlo em x, y permitindo

seguir um conjunto de *waypoints*. Este, para tal, necessita de ter à sua entrada os pontos iniciais da trajectória desejada, o vector de controlo U e o vector de estados para que possa respectivamente actuar sobre a atitude do veículo e monitorizar o estado a controlar.

É de se notar que este bloco possui à sua saída dois blocos de *delay* para que a frequência de actuação não seja a mesma do sistema pois o controlo em atitude tem prioridade ao controlo em posição.

6.2.4 Dinâmica

No bloco das forças aerodinâmicas existe um total de 16 entradas onde 12 são o estado ($[\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}, z, \dot{z}, x, \dot{x}, y, \dot{y}]^T$) e 4 as velocidades dos motores ($[\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4]^T$). Na sua saída disponibiliza 24 variáveis, respectivamente o vector com as forças *thrust*, o binário, o vector com as forças *hub* (para x e y) e o vector com os momentos de *rolling* (para x e y). Todas essas variáveis serão utilizadas no bloco seguinte.

A dinâmica do sistema é obtida através do cálculo das forças aerodinâmicas (equações 4.32, 4.40, 4.41 e 4.7) que actuam sobre o veículo (no bloco “forças aerodinâmicas”) e da dinâmica do corpo rígido em 6 DOF (bloco “dinâmica”) - equações 4.30.

O cálculo da dinâmica do corpo no espaço é efectuado no bloco com as 40 entradas (12 do estado, 24 da saída do bloco anterior e 4 das velocidades de cada motor) e toda a informação é aí processada. Este bloco calcula as derivadas do estado disponibilizando-as à saída. actualizado sendo este disponibilizado à saída.

Foram também agrupadas um conjunto de blocos de visualização e monitorização do sistema. Toda a informação, para além de ser enviada para um *scope* é também exportada para o *workspace* para que posteriormente possa haver um tratamento dos dados obtidos na situação de simulação. A evolução do quadrotor pode também ser observada de forma gráfica no espaço tridimensional através de um bloco dedicado para o efeito.

Tabela 6.1: Parâmetros do motor para efeito de simulação

Parâmetro	Valor
m_m	$69.5 \times 10^{-3} \text{ Kg}$
r_m	$1.415 \times 10^{-2} \text{ m}$
R_m	$120 \times 10^{-3} \Omega$
L_m	$1 \times 10^{-4} \text{ H}$
b_m	$0.7 \times 10^{-4} \text{ Nms}$

6.2.5 Motores

A dinâmica dos motores foi modelizada separadamente dando origem a um sistema no qual a entrada é a força de controlo generalizada U (correspondente ao *thrust* requerido) e a saída sendo a velocidade real da hélice.

A dinâmica do motor é tratada neste bloco. Como parâmetros de entrada este tem o vector de controlo U e como saída o vector ω que é uma das entradas do bloco *quadrotor*. Como podemos observar na figura A.5, é utilizada uma função para a conversão de elementos do vector de controlo U para tensões a serem aplicadas ao motor. Essas tensões estão, através de um bloco de saturação, limitadas entre 0V e 11V. Dentro de um sub-bloco está a função de transferência de cada um dos 4 motores permitindo assim que seja possível a simulação destes.

Para tal foi necessário a modelização do conjunto constituído pelo motor e hélice (grupo propulsor). Relativamente ao motor, m_m é a massa, r_m é o raio, b_m é o atrito viscoso, K_e é a constante de binário, θ é a velocidade de rotação, L_m é a indutância, R_m é a resistência interna e i é a corrente que o alimenta. J_T é a inércia do conjunto constituído pelo motor e pela hélice (6.1).

$$J_T = J_m + J_h \quad (6.1)$$

A falta de condições para a determinação de alguns parâmetros levaram a que fosse feita uma atribuição de valores teóricos nomeadamente para o caso do valor da indutância do motor e do valor do seu atrito viscoso. Os valores obtidos estão na tabela ??.

A modelização do motor foi feita utilizando a formulação para motores DC.

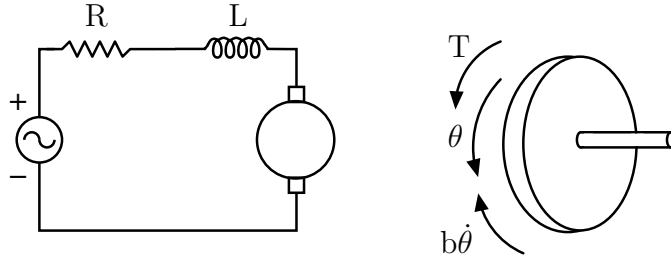


Figura 6.2: Esquema de um motor DC

Utilizando as leis de Kirchoff 6.2 e de Newton 6.3, obtém-se a função de transferência do motor expressa na equação 6.4.

$$J_t \cdot \ddot{\theta} + b_m \cdot \dot{\theta} = K_m i \quad (6.2)$$

$$L_m \cdot \frac{di}{dt} + R_m \cdot i = U_m - K_e \cdot \dot{\theta} \quad (6.3)$$

Sendo $K_m = K_e$,

$$\dot{\theta} = \frac{K_e}{J_T \cdot L_m \cdot s^2 + (L_m \cdot b_m + R_m \cdot J_T) \cdot s + R_m \cdot b_m + K_e^2} \cdot U \quad (6.4)$$

A determinação da inércia do conjunto constituído pelo motor e pela hélice foi calculada modelizando o motor como um cilindro oco em rotação (figura 6.3) e a hélice como um tubo também em rotação (figura 6.4). A inércia de um cilindro oco (J_c) é dada pela equação 6.5 e a inércia de um tubo (J_t) é dada pela equação 6.6.

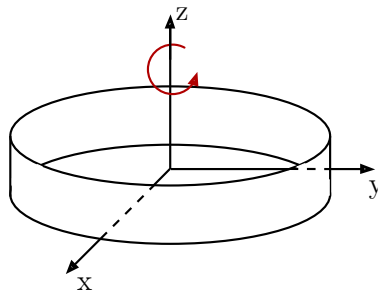


Figura 6.3: Cilindro oco em rotação

$$J_c = m_c \times r_c^2 \quad (6.5)$$

$$J_t = \frac{1}{12} \cdot m_t \times l_t^2 \quad (6.6)$$

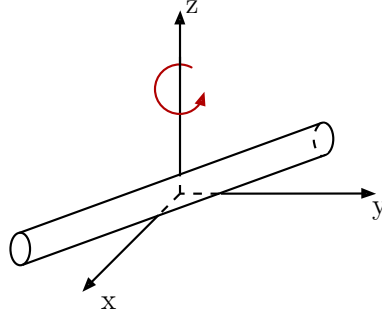


Figura 6.4: Tubo em rotação

Tabela 6.2: Parâmetros da hélice utilizada para a implementação do projecto

Parâmetro	Valor
m_h	$6.386 \times 10^{-3} \text{ Kg}$
l_h	$25.4 \times 10^{-2} \text{ m}$

Onde m_c e m_t são, respectivamente, a massa do cilindro e do tubo, r_c é o raio do cilindro e l_t o comprimento do tubo. Relativamente aos parâmetros da hélice escolhida para a implementação do projecto, estes estão presentes na tabela ??.

Substituindo os valores apresentados nas tabelas ?? e ??, temos que:

$$J_m = m_m \times r_m^2 \quad (6.7)$$

$$= \left(\frac{1}{2} \cdot 69.5 \times 10^{-3} \right) \cdot (1.415 \times 10^{-2})^2 \quad (6.8)$$

$$\approx 6.96 \times 10^{-6} \text{ Kg m}^2 \quad (6.9)$$

Visto tratar-se de um motor *brushless outrunner* (explicado na secção B.0.2, considerou-se a massa do motor como metade da sua massa total visto apenas metade da carcaça se encontrar em rotação aquando o seu funcionamento.

$$J_h = \frac{1}{12} \cdot m_h \times l_h^2 \quad (6.10)$$

$$= \frac{1}{12} \cdot 6.386 \times 10^{-3} \cdot (25.4 \times 10^{-2})^2 \quad (6.11)$$

$$\approx 3.43 \times 10^{-5} \text{ Kg m}^2 \quad (6.12)$$

Substituído 6.9 e 6.12 em 6.1, temos que,

$$J_T = 6.96 \times 10^{-6} + 3.43 \times 10^{-5} \quad (6.13)$$

$$\approx 4.13 \times 10^{-6} \text{ Kg m}^2 \quad (6.14)$$

A relação entre a velocidade de rotação do motor e sua tensão de alimentação é dada pelo fabricante (tabela ??). Sendo a constante de binário um parâmetro cujas unidades no SI são $V/\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$, conclui-se que a constante de binário do motor escolhido para a implementação do projecto é de aproximadamente $\frac{1}{110} \text{ V/rad} \cdot \text{s}^{-1}$, tal como explicado na equação 6.17.

$$1050 \text{ RPM/V} \approx 1050 \cdot \frac{2\pi}{60} \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}/\text{V} \quad (6.15)$$

$$\approx 110 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}/\text{V} \quad (6.16)$$

$$\frac{1}{K_e} \approx 110 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}/\text{V} \Leftrightarrow K_e = \frac{1}{110} \text{ V/rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad (6.17)$$

Reunidos todos os parâmetros necessários obtém-se a função de transferência do grupo propulsor.

$$\dot{\theta} = \frac{\frac{1}{110}}{4.13 \times 10^{-10} \cdot s^2 + 5.03 \times 10^{-6} \cdot s + 9.1 \times 10^{-5}} \cdot U \quad (6.18)$$

6.2.6 Resultados obtidos

***Tuning* do controlador PID para uma situação ideal**

O gráfico apresentado na figura ?? corresponde à simulação da ascensão do veículo para uma altitude de 1 metro em que não há ruído nos sensores do sistema. A manobra de *hovering* é praticada ao longo da trajectória. Conforme a legenda do gráfico, podemos observar a evolução da altitude para controladores do tipo P, PD, PI e PID. As constantes do controlador utilizadas foram: $K_p = 6$, $K_i = 0.9$ e $K_d = 3.2$. Estes resultados solidificam as bases teóricas apresentadas no capítulo 5.

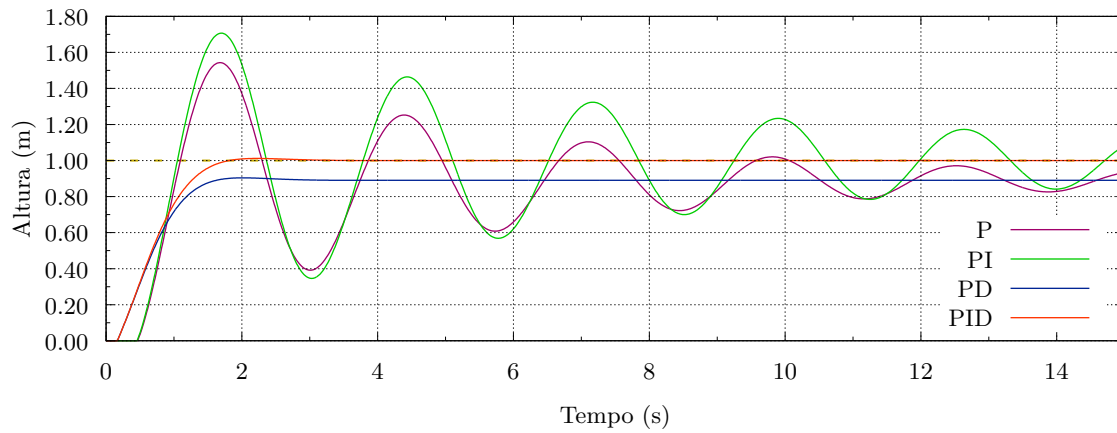


Figura 6.5: Controle com controlador P, PI, PD e PID

Podemos observar no gráfico, para além dos efeitos esperados de cada um dos tipos de controlo (P,I,D), que com os ganhos na ordem de grandeza indicada, o veículo estabilizou em menos de 2 segundos. Note-se que este gráfico é apenas indicativo para uma primeira aproximação do comportamento dinâmico para um sistema com controlo.

Manobra 1

A manobra 1 consiste na ascensão do quadrotor da altura de um para dois metros corrigindo os ângulos de *roll* e *pitch* que assumem ambos valores iniciais de 0.2 radianos ($\approx 11.45^\circ$).

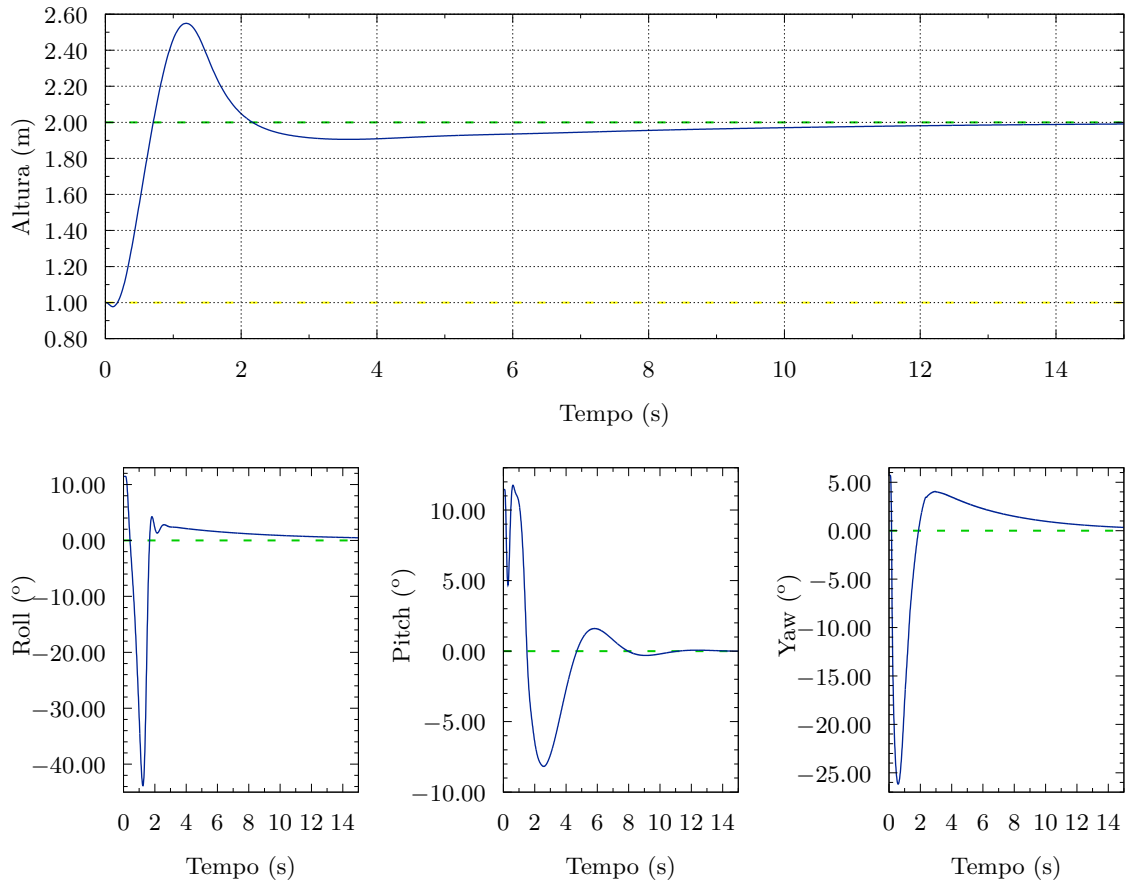


Figura 6.6: Altitude e atitude do veículo para a manobra 1

Neste cenário de simulação não foi introduzido ruído (figura ??notando-se que o controlador consegue corrigir os erros iniciais em todos os canais validando assim a abordagem desacoplada para o controle. Na figura ?? pode-se obter uma comparação entre o controle PID e *backstepping* para a mesma situação com ruído introduzido na medição dos estados. Podendo-se constatar neste caso que o controlador PID apresenta uma prestação muito inferior face ao controlador *backstepping*.

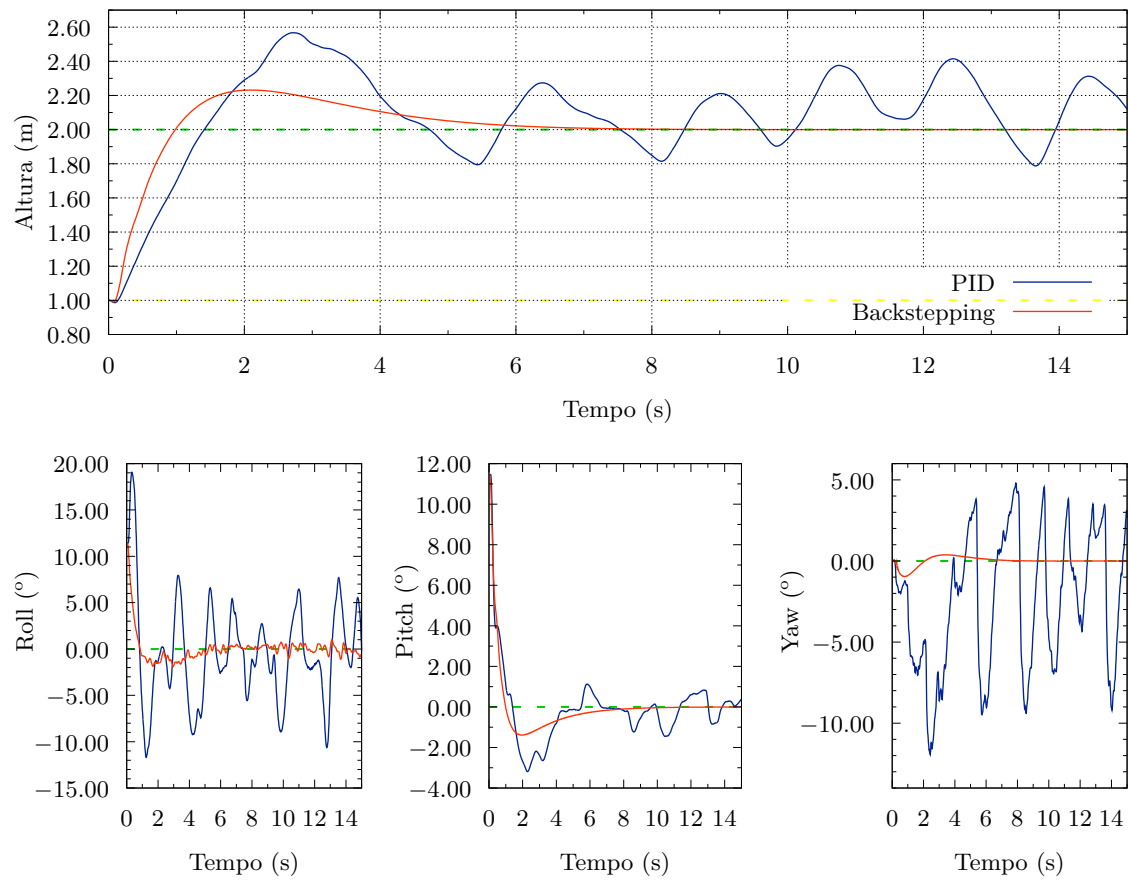


Figura 6.7: Controlador PID vs Controlador *Backstepping* para a manobra 1 (Variância do Ruído: 0.001 rad)

Manobra 2

A manobra 2 consiste na condição inicial da altitude do quadrotor igual a 1 metro e o valor do seu ângulo *roll* de 0.2 radianos ($\approx 11.45^\circ$). É pretendido que o veículo ascenda até os 2 metros e corrija o seu ângulo de *roll* para 0 radianos executando assim a manobra de *hovering*.

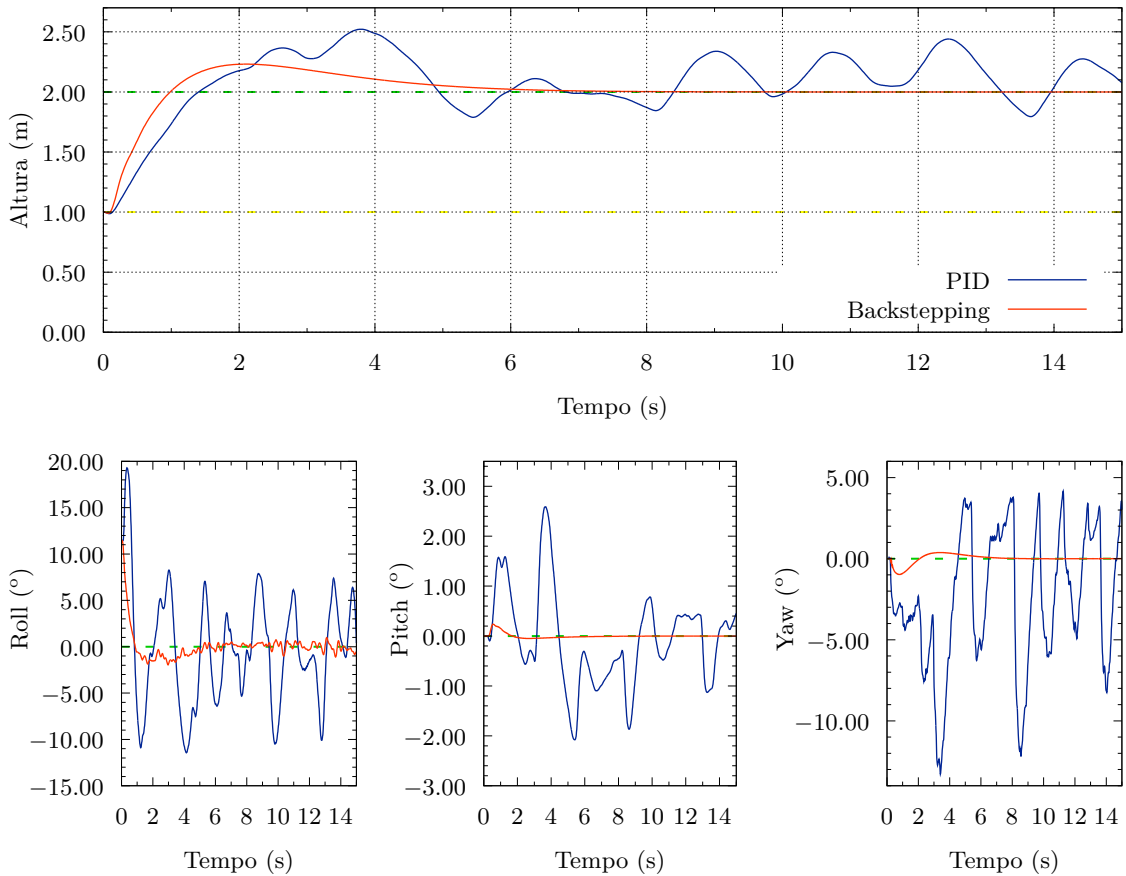


Figura 6.8: Controlador PID vs *Backstepping* para a manobra 2 (Variância Ruído: 0.001 rad)

De forma similar, para esta simulação, podemos observar o mesmo comportamento de ambos os controladores. Embora para cerca de 10° de erro inicial em orientação o controlador PID acabe por manter o veículo estabilizado, este fica continuamente sujeito a fortes oscilações notando-se que, tal como na manobra 1, uma grande sensibilidade em *yaw* e uma oscilação de cerca de 0.5m em altitude.

Manobra 3

Na figura ?? e ?? pode-se observar o resultado da simulação do sistema para um degrau de 1 m em altitude e duas condições iniciais diferentes: o erro inicial de orientação *roll* a 0.6 rad e erro de 0.6 rad para *roll* e *pitch*. A variância do ruído injectado nos sinais relativos à atitude do veículo foi de 0.001 rad para os gráficos apresentados nas figuras ?? e ?. Para o gráfico apresentado na figura ?? esse valor foi de 0.1 rad.

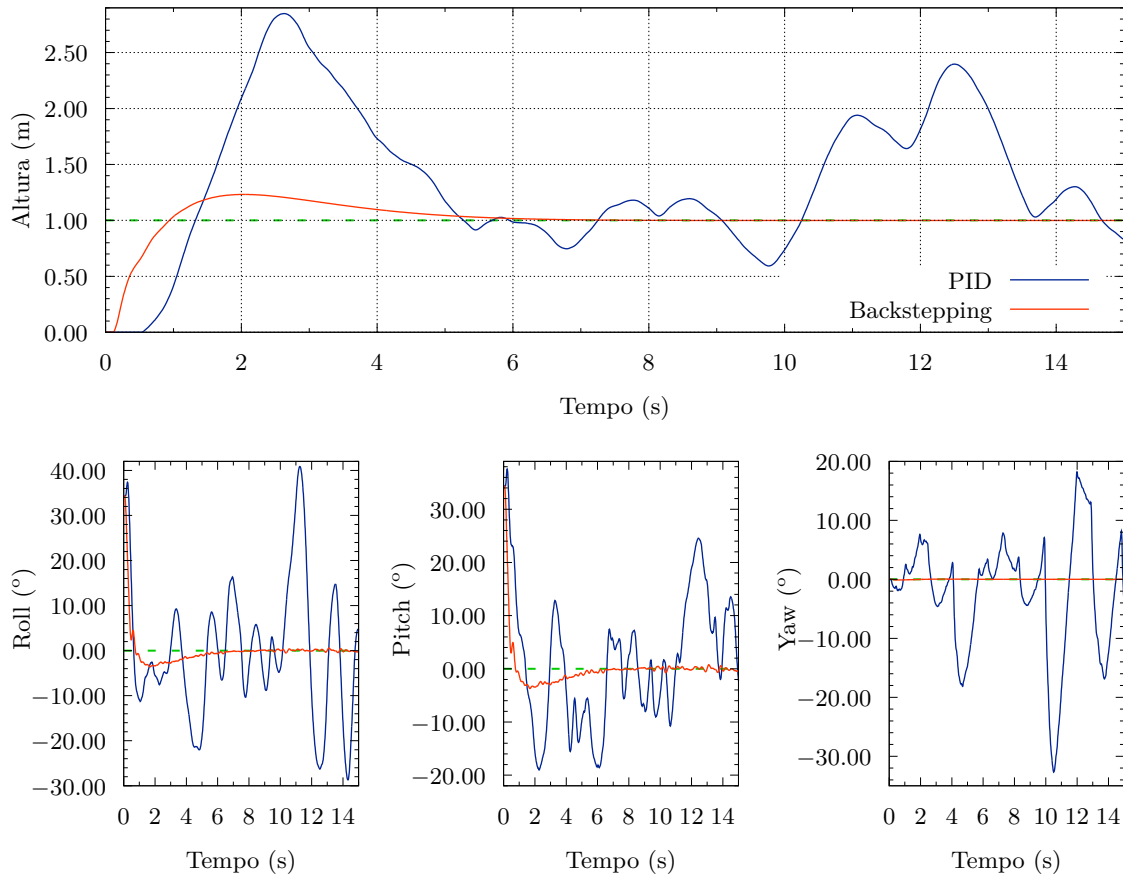


Figura 6.9: Controlador PID vs Controlador *Backstepping* para a manobra 3 - Condições iniciais: *Roll*: 0.6 rad | *Pitch*: 0.6 rad

Esta condição inicial é bastante exagerada (cerca de 35° de erro) e neste caso nota-se que para ambas as situações o controlador *backstepping* consegue um desempenho muito satisfatório com a estabilidade dos ângulos de orientação e altura.

Na figura ?? podemos observar a prestação do controlador *backstepping* com um valor bastante elevado de ruído nas medidas de orientação (bastante acima do espectável

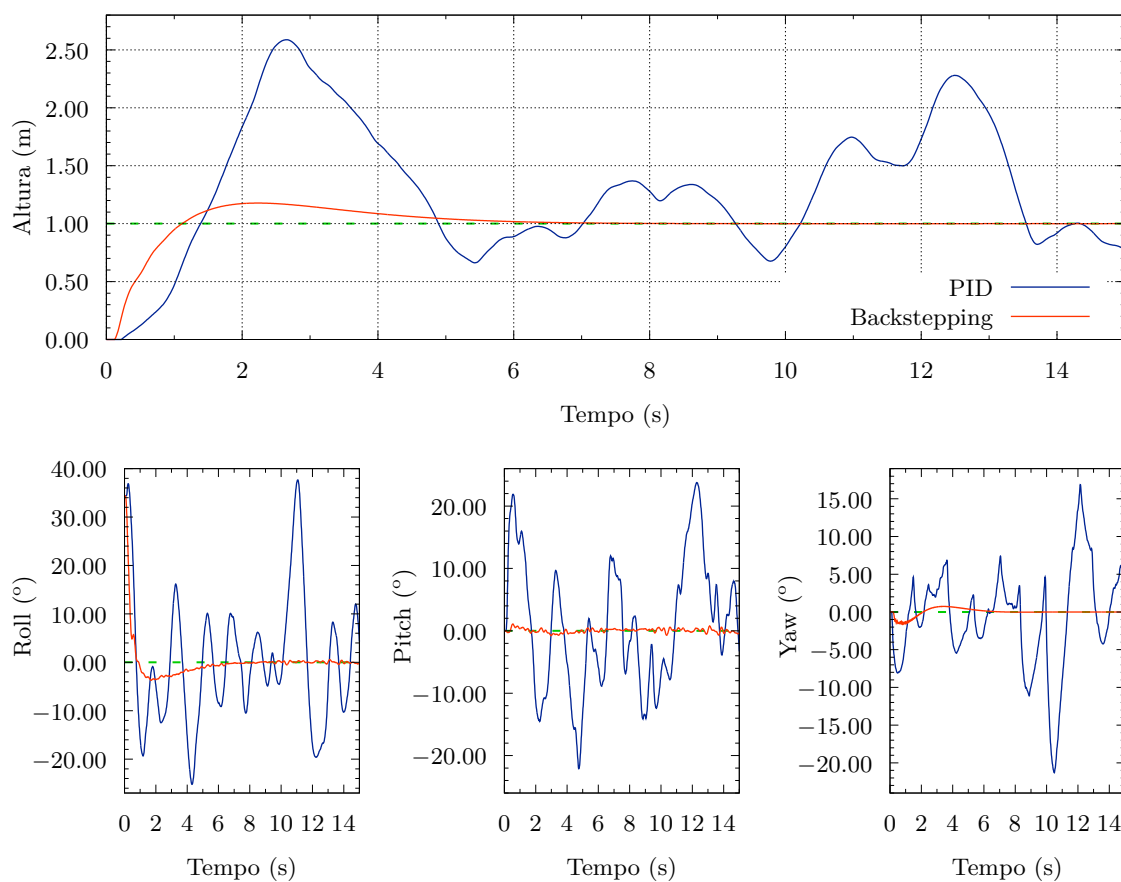


Figura 6.10: Controlador PID vs Controlador *Backstepping* para a manobra 3 - Condições iniciais: *Roll*: 0.6 rad | *Pitch*: 0 rad

face aos sensores utilizados) e mesmo para os erros iniciais de 35o em *roll* e *pitch* o controlo consegue estabilizar o veículo.

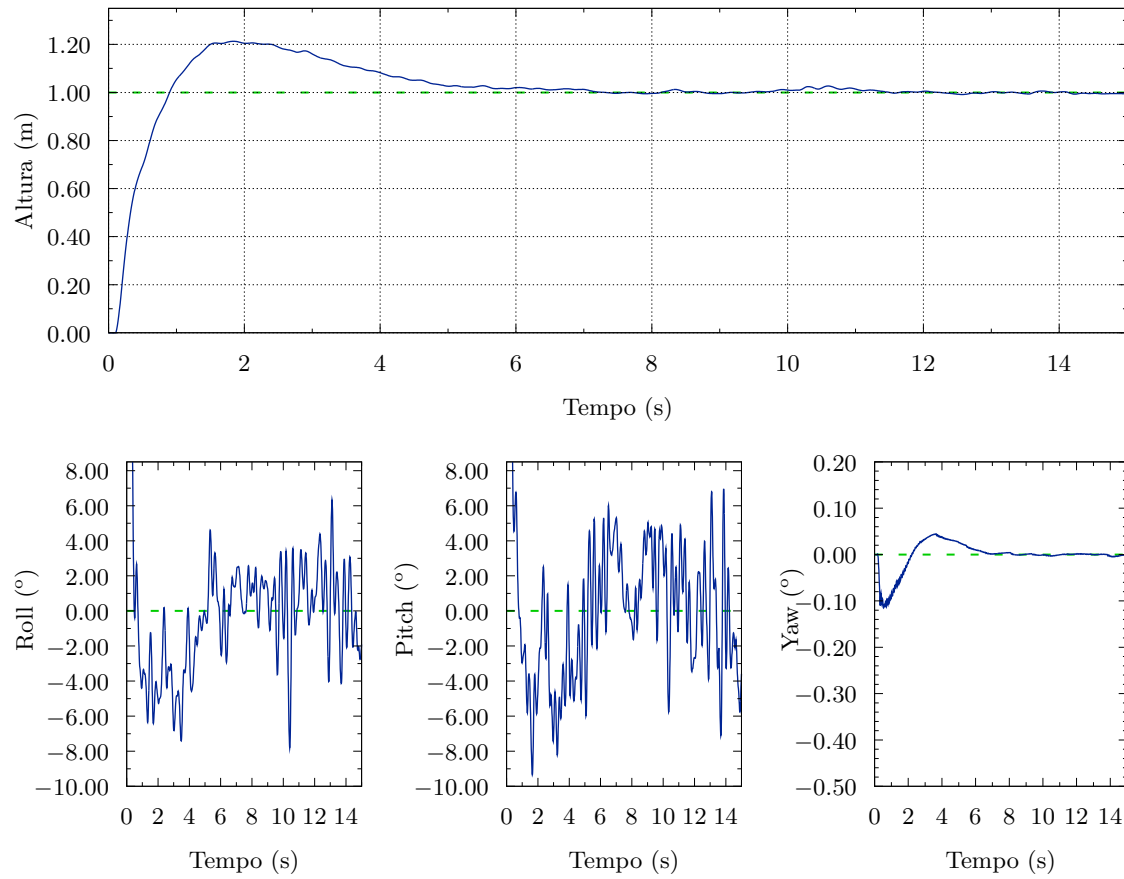


Figura 6.11: Controlo com controlador *backstepping* para a manobra 3

Comportamento do veículo para diferentes valores de atitude

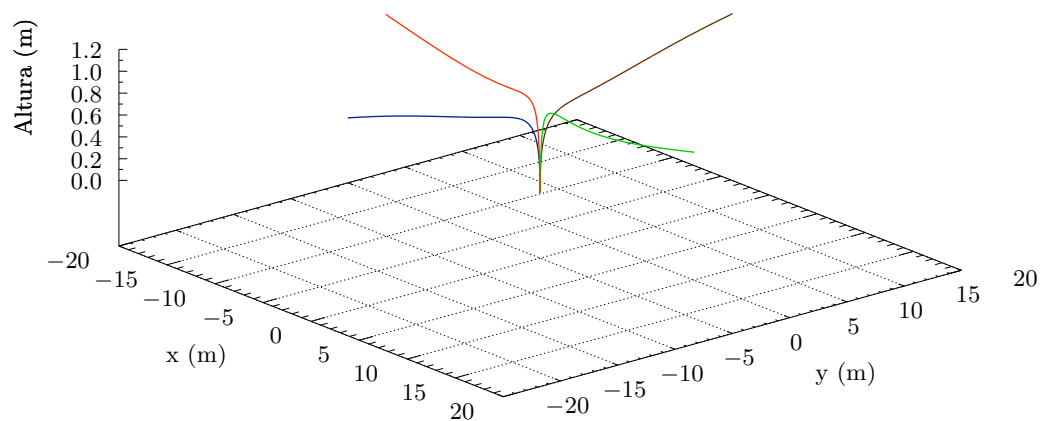


Figura 6.12: Diferentes trajetórias do veículo

Na figura ?? pode-se observar a trajetória do veículo para um θ_d de 0.6 rad e -0.6 rad (verde e laranja, respectivamente) e para um ϕ_d também de 0.6 rad e -0.6 rad (castanho e azul, respectivamente).

Controlo em posição

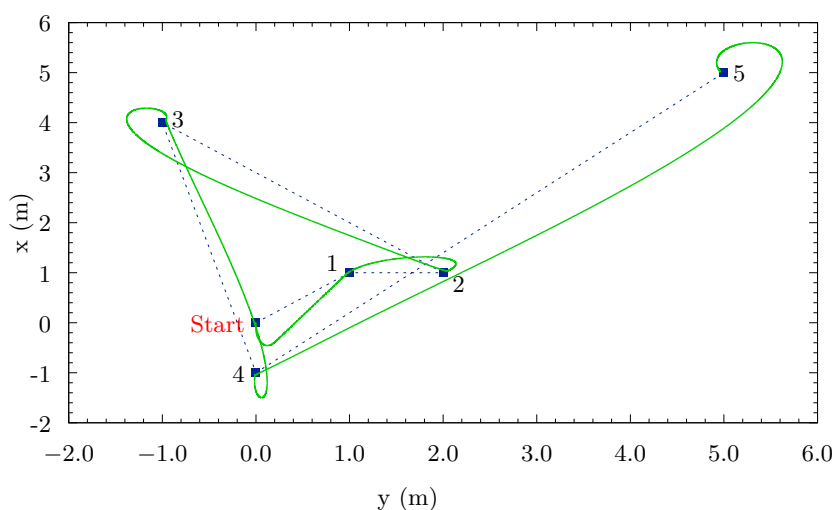


Figura 6.13: Trajetória seguida pelo veículo a partir de pontos fornecidos

Através da figura ?? pode-se visualizar a trajetória do veículo marcada a cor verde.

Os pontos foram fornecidos através de uma matriz de n^1 linhas e 2 colunas (x, y). Após o estabelecimento da posição na última coordenada da lista de pontos, segundo o algoritmo, o veículo permanece nesse mesmo ponto.

Conclusões dos resultados obtidos através da simulação

Através da observação dos resultados obtidos, pode-se facilmente concluir que o controlo *backstepping* apresenta um desempenho significativamente melhor do que o controlador PID para o sistema em questão. Esta conclusão seria de esperar uma vez que o controlo *backstepping* tira partido da não linearidade do sistema.

Embora com alguma sensibilidade ao ruído nos sensores, e limite no desempenho do controlo do sistema não linear, o controlo PID desacoplado mesmo assim consegue garantir níveis mínimos de performance, mantendo limitados os erros de orientação e de altura. A sua simplicidade de implementação permite-nos considerar em voo real e posterior implementação com o controlador *backstepping* (notar que este apresenta maior complexo de cálculo). De uma forma geral, a abordagem desacoplada com controladores referidos para esta variável de estado de interesse, foi validada apesar do acoplamento físico do sistema.

¹Em que n é o número de pontos

Capítulo 7

Projecto e Arquitectura

7.1 Opções de projecto

Uma das opções do projecto foi a sua implementação de raiz. Pretendeu-se capitalizar o conhecimento e tecnologia previamente existente desenvolvendo uma plataforma com elevada funcionalidade. Desta forma, a abordagem de desenvolver de raiz um veículo autónomo aéreo (quadrotor), foi enquadrada no contexto da sua posterior utilização em cenários com múltiplos veículos bem como no desenvolvimento modular de novas funcionalidades. Sendo um dos objectivos do presente trabalho, pretendeu-se desenvolver uma base estável (neste caso considerada como um veículo quadrotor com estabilização básica de vôo e capacidades computacionais e sensoriais adequadas) e com funcionalidades adequadas para o desenvolvimento futuro.

A necessidade de uma plataforma robusta e simultaneamente leve, levou ao desenvolvimento do veículo recorrendo a uma estrutura comercial concebida para o efeito. Todo o sistema computacional necessário para resposta aos requisitos - capítulo 3 - foi acondicionado numa caixa e afixado ao veículo.

A inexistência, no mercado, de um controlador para motores *brushless* que funcione a uma frequência superior a 50Hz e que comunique através dos protocolos RS232 e CAN, levou a que fosse desenvolvido no LSA uma solução nessa área. Este desenvolvimento é por um lado uma necessidade dada a dinâmica deste tipo de veículos e por outro uma

mais valia que se traduz na criação de tecnologia e sistemas com uma utilização mais alargada de que apenas o veículo em questão.

7.2 Arquitectura Sistema

No diagrama apresentado na figura 7.1, podemos destacar dois níveis: o nível 1, responsável pela estabilização do veículo e, o nível 2, que efectua o controlo de alto nível do mesmo (manobras de controlo e gestão de missões) bem como onde são implementadas as aplicações. Na camada inferior estão presentes os quatro propulsores do veículo e os seus respectivos nós de controlo. As referências de velocidade, para cada motor, são enviadas pelo módulo central através do barramento CAN. Por esse mesmo meio circula também informação acerca da velocidade actual de cada motor, tensão das baterias, avisos do sistema entre outras.

No módulo central é efectuada a leitura do sensor inercial e do sonar. Dessa forma, é obtida informação acerca da atitude e altitude do veículo permitindo assim a estabilização a uma altura desejada bem como a estabilização dos diversos ângulos de orientação do veículo. Desta forma, o nível 1 fornece um veículo aéreo estabilizado para os níveis de controlo superiores.

Na camada superior é onde são processados os dados GPS e executado algoritmos de visão para percepção/navegação do veículo e/ou construção de mapas georeferenciados. A comunicação com a estação terra é feita através do *Access Point* equipado no veículo.

7.3 Arquitectura *Software*

O *software* de controlo do veículo encontra-se organizado da forma hierárquica. Sob o ponto de vista conceptual, o controlo do veículo pode-se considerar numa hierarquia de 3 níveis (figura 7.2). A um nível inferior e, logo mais básico e com prioridade elevada, temos o nível de estabilização indispensável pela manutenção do quadrotor no ar. A um nível intermédio temos o nível de controlo de manobras de voo responsável por guiar o sistema de acordo com as missões e objectivos da mesma. Assim, num nível superior, temos as tarefas de gestão de missões, planeamento e supervisão do robô.

O algoritmo de controlo de voo e estabilização de voo é implementado no módulo

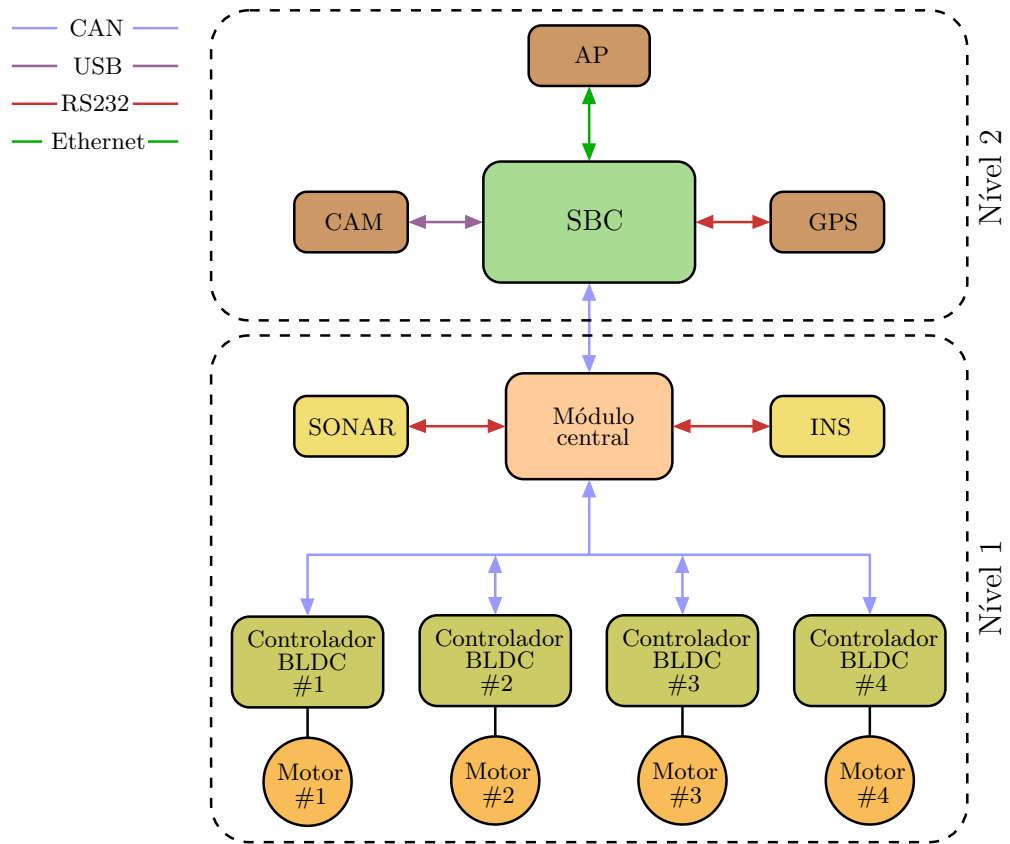
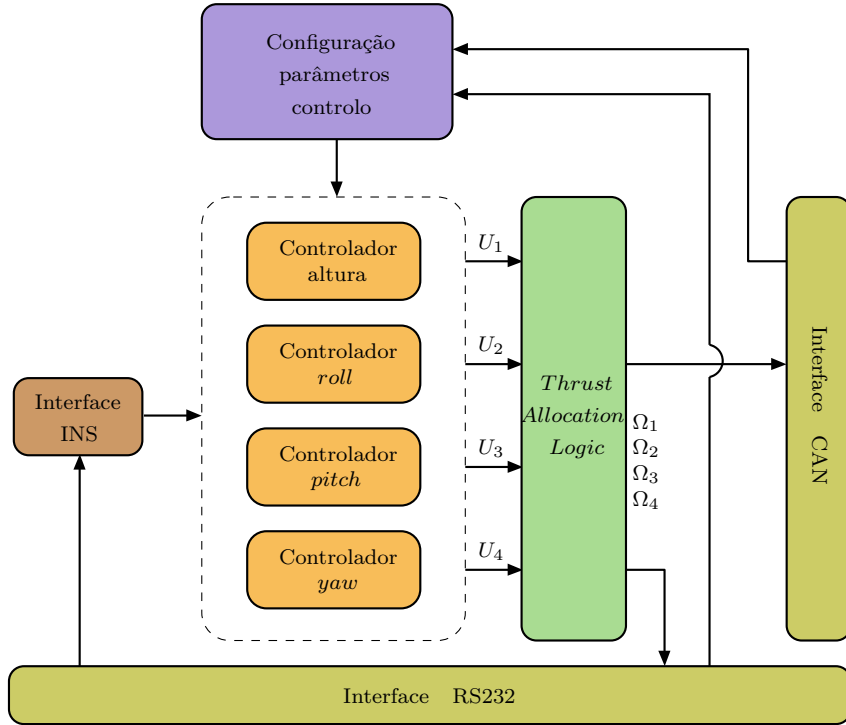


Figura 7.1: Arquitetura do Sistema



Figura 7.2: Hierarquia de controle

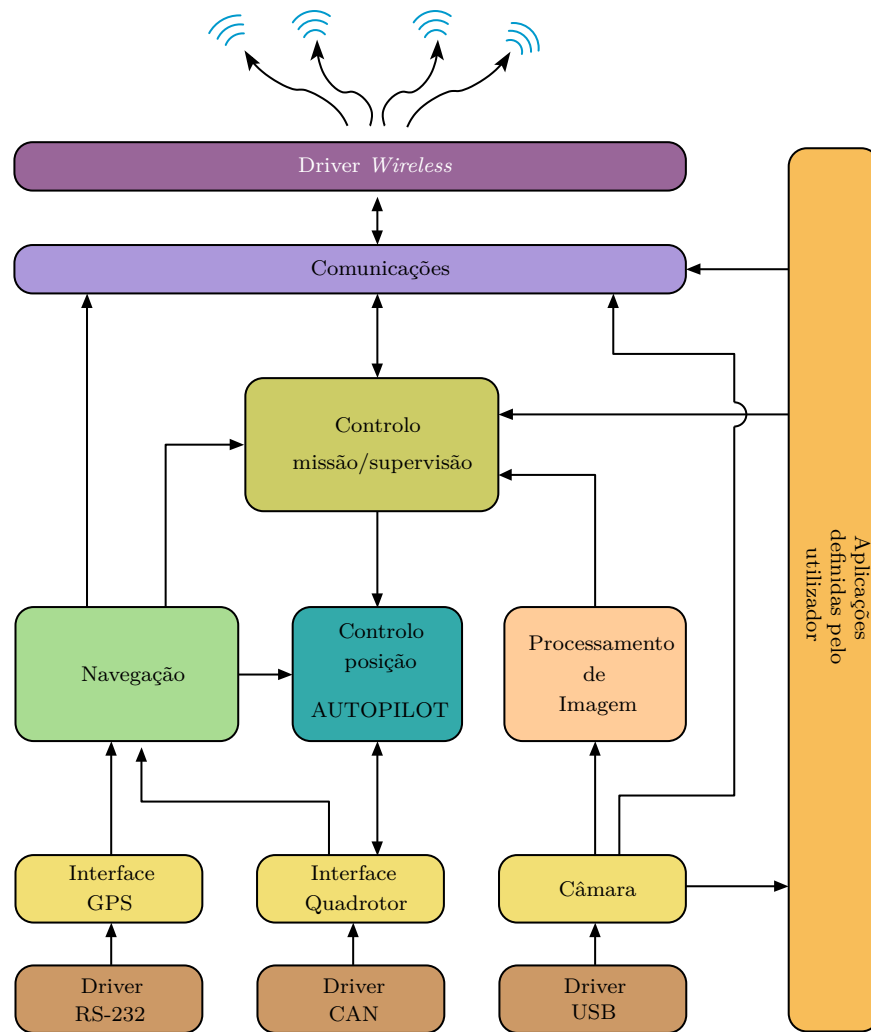
Figura 7.3: Arquitectura do *software* do módulo central

central (secção 8.6). Os dados obtidos através da leitura do INS, pelo protocolo de comunicação RS232, são utilizados como entradas do controlador. Este último é dividido em quatro blocos originando então um controlo desacoplado (figura 7.3). Um vector de controlo U é gerado a partir da saída de cada controlador. Posteriormente, através do bloco *Thrust Allocation Logic* - TAL, esse vector é convertido num vector Ω constituído pela velocidade de cada um dos quatro motores ($\Omega_1 \dots \Omega_4$). Essa informação é enviada para o barramento CAN através de mensagens devidamente identificadas.

O bloco de configuração de parâmetros de controlo é responsável pela atribuição de valores às variáveis de valores desejados (*setpoints*), recebidos através do barramento CAN ou da interface RS232.

A presença do sistema computacional no veículo permite a existência de um maior leque de aplicações definidas pelo utilizador. A capacidade de *streaming* de vídeo, por exemplo, confere ao sistema habilitações para o desempenho de missões de inspecção. O processamento da imagem capturada pela câmara permite a detecção de marcas que podem ser úteis para a navegação.

A interface entre a *Single Board Computer* (SBC) e o controlo de voo base do

Figura 7.4: Arquitectura do *software* da SBC

quadroter é estabelecida através do barramento CAN instalado no veículo. O módulo de navegação recebe informação de posição absoluta do GPS bem como da dinâmica do sistema obtida a partir dos sensores inerciais. Este módulo calcula a posição e o estado do veículo. Esta informação é utilizada para que o módulo de controlo de posição actue sobre o sistema básico de estabilização de vôo de forma a guiar o veículo de acordo com os objectivos da missão. A supervisão global do veículo é efectuada no módulo de supervisão e gestão da missão que utiliza quer a informação da navegação quer informação resultante de sensores (por exemplo, processamento de imagem). A missão encontra-se inter-relacionada com as possíveis aplicações do utilizador quer pela sua parametrização ou quer pelo atender a eventos do utilizador ou decorrentes da operação.

Todos os dados envolvidos no veículo, através da camada de comunicações, são enviados para o exterior permitindo assim à estação Terra a construção do histórico de uma missão para posterior análise dos dados.

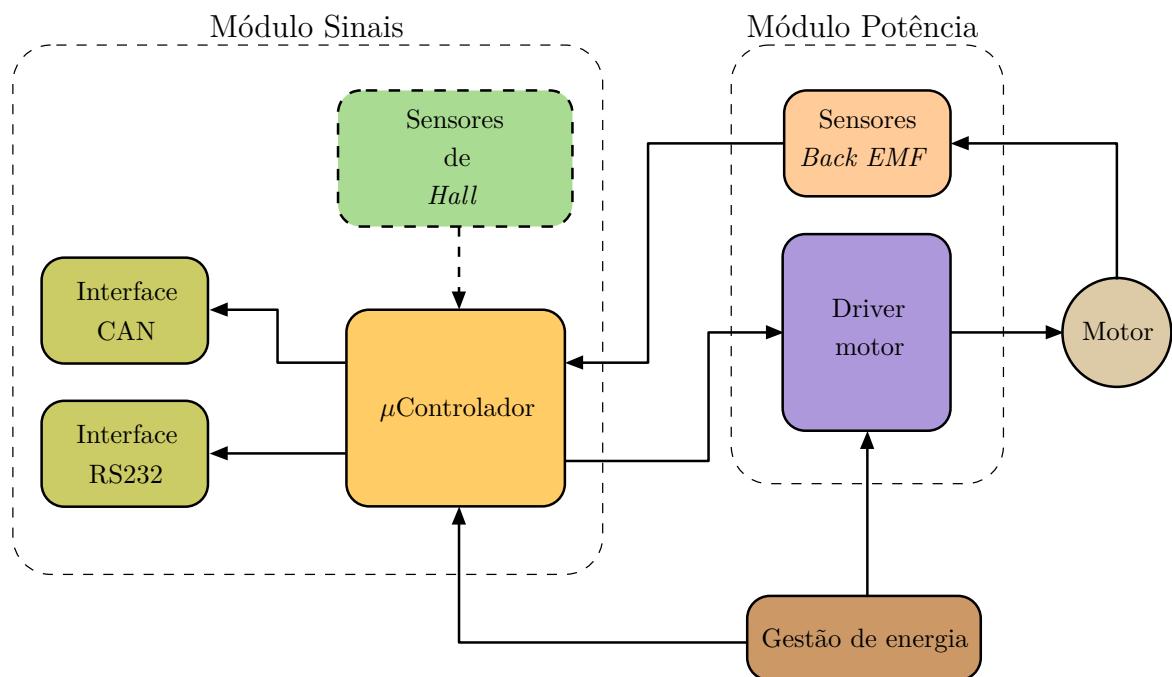


Figura 7.5: Arquitectura do controlador BLDC

O controlo do motor *brushless* deverá ser feito através de um controlador desenvolvido no LSA. Dois módulos deverão integrar este controlador: o módulo de sinais, onde serão gerados os sinais PWM e implementada a camada de comunicações; módulo

de potência composto por uma *drive* para motores BLDC, uma ponte trifásica para actuar sobre cada fase do motor e todo o *hardware* necessário para a determinação da velocidade do motor através do método de *Back EMF*.

Ao que diz respeito às comunicações, um barramento CAN deverá ser comum a todos os controladores, ao módulo central e à SBC. Na fase de *debug* será importante a presença do protocolo RS232 visto ser de fácil implementação e utilização com um computador.

Com o objectivo de tornar o controlador modular, este foi desenvolvido permitindo também a utilização de sensores de efeito de *Hall* (existentes em alguns motores) tal como podemos observar na figura 7.5.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 8

Implementação

8.1 Veículo

Durante o desenvolvimento do veículo, teve-se em consideração os requisitos listados na secção 3. Para além disso, foram também tomados em consideração alguns pormenores influentes no desempenho do quadrotor: o posicionamento dos nós de controlo a fim de não descentrar o centro de massa, distribuindo-os de forma simétrica em cada uma das respectivas astes da estrutura; o posicionamento do INS no topo e centro do veículo evitando assim possíveis ruídos originados pela electrónica/alimentação do veículo e disposição das baterias na parte inferior juntamente com a electrónica posicionando o centro de massa do veículo numa posição favorável ao equilíbrio.

Através de um dinamómetro determinou-se o peso do veículo. O conjunto constituído pela estrutura, quatro motores *brushless*, respectivas hélices e controladores, sistema inercial e módulo central totalizou aproximadamente 8.79N. Considerando a aceleração gravítica aproximadamente $9,80665 \text{ ms}^{-2}$, a massa do conjunto é de aproximadamente 0.9Kg.

CAPÍTULO 8. IMPLEMENTAÇÃO

Os componentes que integram o UAV são:

- Estrutura;
- 4 Motores BLDC;
- 4 Controladores de motores BLDC;
- 4 Hélices 10-4,5”;
- 1 Placa central responsável pela estabilização;
- 1 Sensor inercial;
- 1 Receptor GPS;
- 1 Sistema computacional;
 - 1 Motherboard Pico-ITX;
 - 1 Leitor de cartões *Compact Flash*;
 - 1 Conversor DC/DC para alimentação da *motherboard*;
 - 1 *Access Point*.
- 1 Câmara USB.

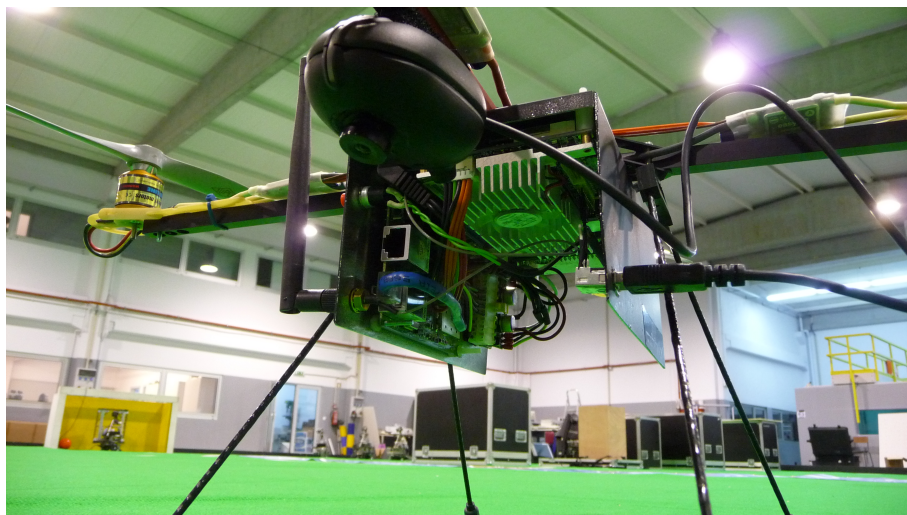


Figura 8.1: Aspecto do quadrotor

8.2 Estrutura

Face aos requisitos relativos à estrutura, dois adjectivos devem caracterizá-la: leve e robusta. Assim sendo, optou-se pela aquisição de uma estrutura composta por dois materiais: alumínio e carbono - figura 8.2.



Figura 8.2: Estrutura do quadrotor

Inicialmente surgiu a tentativa de desenvolver uma estrutura mas os custos associados a essa solução demonstraram-se ser elevados optando-se pela solução adoptada.

8.3 Motores

Como já referido em 3.9, o quadrotor deverá ser capaz de transportar uma carga de aproximadamente 3Kg. Para tal foram utilizados motores da marca AXI, modelo *AXI 2217/16 Gold Line*. Estes motores, com uma hélice do tipo APC-E 10-5", produzem uma força de aproximadamente 10,6N. As características estão na tabela ?? [35].



Figura 8.3: Motor *brushless* AXI2217/16

Tabela 8.1: Características motores *AXI 2217/16 Gold Line*

Tipo de motor	BLDC <i>outrunner</i>
RPM/V	1050 RPM/V
Eficiência máxima	83%
Resistência interna	120m Ω
Diâmetro do veio	3,17mm
Peso com cabos	69.5g
Dimensões (diâmetro x comprimento)	27,7x35 mm

8.4 Hélices

A escolha das hélices teve como base as características do motor, os requisitos a nível de *payload* e a oferta comercial. O facto de ser necessário dois pares de hélices opostas - um par de hélices esquerdas e um par de hélices direitas - limitou a escolha. Nem todos os modelos possuem hélices de passo invertido (esquerdo).



Figura 8.4: Hélices

A utilização de um software de selecção de hélices (*Gyles AeroDesign Propeller Selector* [36]) proporcionou a obtenção das características de uma hélice adequada para o efeito. Os dados fornecidos são: velocidade do ar, velocidade de rotação das hélices, número de pás da hélice, diâmetro e ângulo *pitch* da hélice. Os resultados obtidos são: força *thrust* produzida, potência na obtida, potência absorvida e, eficiência. A escolha foi a hélice 10-4,5" (figura 8.4(b)). Em estudos anteriores foi utilizada a hélice 9-6" (figura 8.4(a)) que, devido às suas características, fazia com que a força *thrust* produzida fosse inferior relativamente à escolha actual.

8.5 Controlador Brushless

O controlador para motores *brushless* desenvolvido no LSA corresponde aos requisitos enunciados em 3.7. Este controlador foi desenvolvido tendo em atenção uma implementação com reduzido peso e dimensões. A separação lógica em 2 módulos:

- Módulo dos sinais
- Módulo de potência

foi implementada fisicamente com 2 PCBs montadas em *piggy-back*. Obtém-se desta forma um elevado grau de modularidade pelo que um mesmo módulo de sinal pode ser utilizado com uma interface de potência diferente.

O μ Controlador utilizado é da família ARM [®] CORTEX M3. Foi utilizado um kit de desenvolvimento da *Luminary* [37] nas fases iniciais do projecto do sistema servindo de base para a evolução do mesmo. O controlador para motores *brushless* resultou na implementação de um PCB específico 8.5.

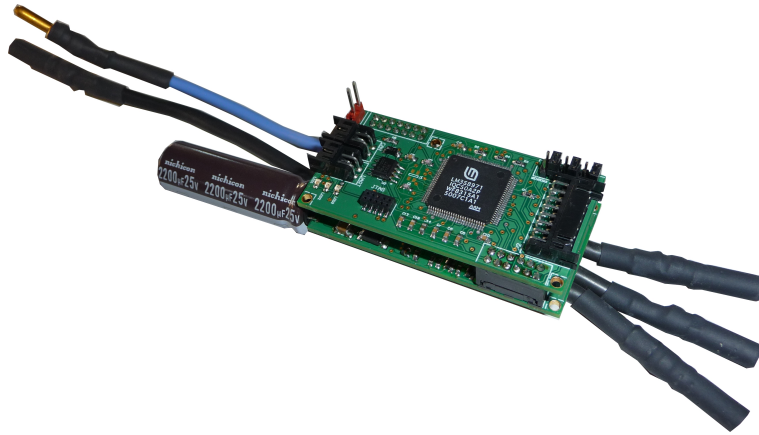


Figura 8.5: Controlador de motores *brushless* desenvolvido no LSA

Cada motor é controlado através de um nó de controlo que recebe os comandos a partir de um nó central referido em 8.6. O código contido em cada controlador é comum a todos pelo que a única diferença é o identificador (ID) de cada placa a fim de permitir o endereçamento de mensagens. Cada nó de controlo possui quatro números de identificação: um para identificação perante recepção de mensagens singulares, outro para identificação perante envio de mensagens singulares e outros dois que são comuns

a todas as placas: um para identificação de mensagens enviadas em *broadcast*¹ e outro para identificação de mensagens recebidas em *broadcast*. Foi estabelecido que o ID de envio é dez vezes superior ao ID de recepção. Assim sendo, por exemplo, o nó de controlo com o ID de recepção singular 2 tem o ID de envio singular 20. Os IDs atribuídos a cada entidade estão apresentados na tabela ???. A atribuição da numeração a cada motor pode ser revista na figura 4.1.

Tabela 8.2: Identificados de cada entidade conectada ao barramento CAN

ID	Entidade
1	Nó de controlo do motor 1
2	Nó de controlo do motor 2
3	Nó de controlo do motor 3
4	Nó de controlo do motor 4
5	Módulo central
6	Todos as entidades conectadas ao barramento

8.5.1 Módulo dos Sinais

Através do desenvolvimento desta solução é possível a monitorização de algumas variáveis importantes para o controlo do quadrotor tais como a velocidade de rotação de cada motor assim como a corrente consumida e a implementação de malhas de controlo individuais (para cada motor). Como referido em 8.5, é possível a comunicação através dos protocolos CAN e RS232 assim como JTAG o que permitirá o conhecimento das variáveis de cada um dos nós de controlo e comunicação com o pc na fase de *debug*.

O μ Controlador, através da PLL, é configurado para uma frequência de funcionamento de 50MHz. Já a frequência de geração do PWM é configurada para 20KHz. Na figura 8.6 está apresentado o diagrama da placa de sinais.

O μ Controlador utilizado é um ARM® CORTEX M3 da *Luminary* com uma flash de ciclo único de 256kb, memória SRAM de ciclo único de 64kb, 10/100 Ethernet MAC/PHY, controlador CAN, timer do sistema de 24bits, 8 GPIOs de 16bits configuráveis para 4 GPIOs de 32bits, um timer watchdog, controlador SPI/SSI, 2 interfaces I2C, uma UART, um comparador analógico, um conversor analógico-digital de 10bits

¹enviadas para todos os nós conectados ao barramento

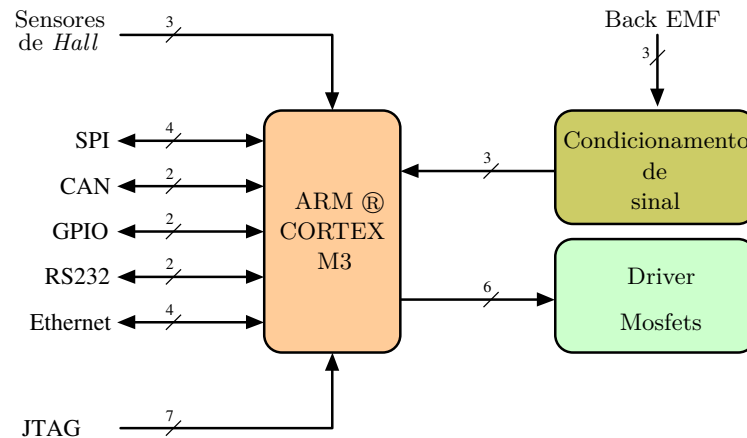


Figura 8.6: Diagrama da placa de sinais do controlador de motores *brushless*

com 8 canais (± 1 LSB de exactidão), um controlador PWM com seis canais de saída e entrada de quadratura de encoder. Perante estes atributos, o μ Controlador é adequado para o projecto porque fornece rapidez, uma vasta gama de protocolos de comunicação (incluindo os idealizados na fase de projecto) e gerador de PWM. Para além disso, possui uma interface de programação bastante intuitiva e de fácil utilização.

Testes e validação

Após a assemblagem dos componentes foram efectuados testes procedendo-se assim à validação da placa. Algumas falhas foram detectados nesta primeira edição, respectivamente, incorrectos *footprints* dos cristais.

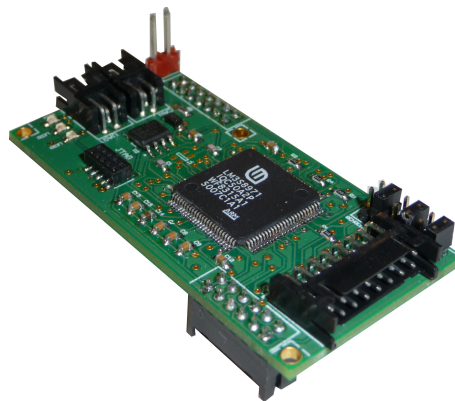


Figura 8.7: Placa de sinais do controlador de motores *brushless*

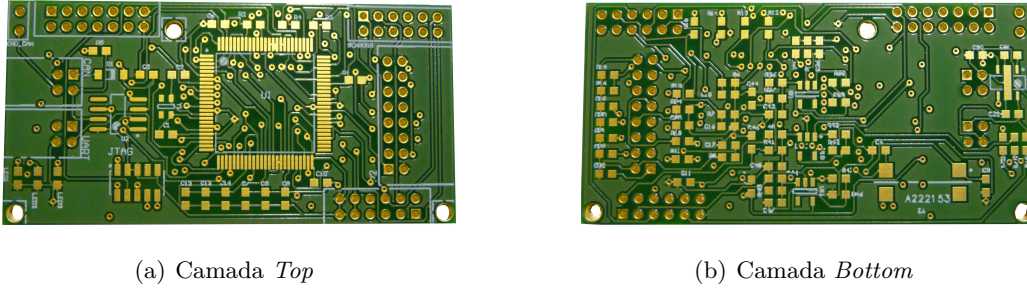
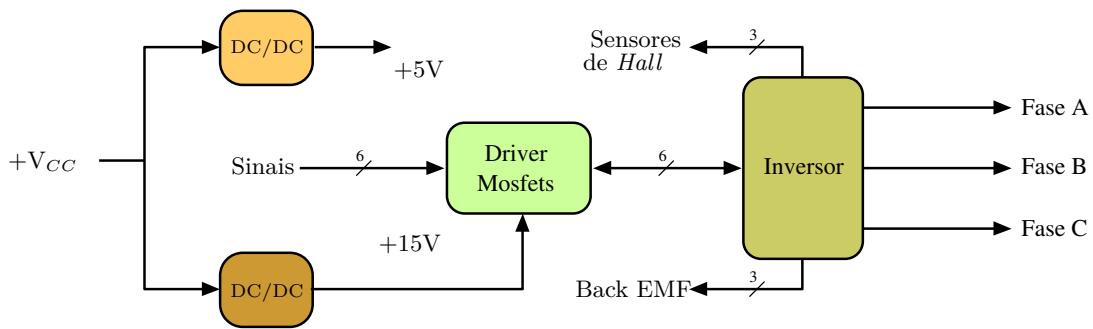


Figura 8.8: Placa de sinais antes da fase de soldadura

8.5.2 Módulo de Potência

Interligada com a placa de sinais através da técnica de *piggy-back*, esta placa é composta pelo drive e os respectivos Mosfets. Estes últimos foram escolhidos tendo em conta a corrente e tensão máxima suportada, resistência interna e *package* de pequenas dimensões. A escolha foram os Mosfets FDD8882 da *Fairchild* que suportam 30V, 55A, possuem uma resistência interna de $11.5\text{m}\Omega$ e estão disponíveis no *package* D-PACK [38]. Ao contrário do outro módulo, este foi concebido para utilização com o módulo de sinais, uma vez que a interface lógica e física foi concebida para um funcionamento em conjunto. Desta forma não é possível a sua utilização “*stand-alone*” como o módulo de sinais que pode ser utilizado como um módulo computacional independente. Durante a implementação do projecto foram produzidas 2 versões desta placa: A versão 1, V1 e a versão 2, V2.

Figura 8.9: Diagrama da placa de potência do controlador de motores *brushless*

Testes e validação

Esta placa, na fase de testes desempenhou comportamentos que colocaram em causa a camada de *hardware*. Após a elaboração de procedimentos para detecção de falhas,

foram detectados alguns erros, respectivamente a falta da ligação entre o ponto médio de cada par de fets ao driver, curto circuito entre dois pinos de recepção de sinais do μC (Phase C HI e Phase C LOW), falta da ligação de um díodo de Schottky no DC/DC responsável por gerar +5V, alguns *footprints* errados.

Após a validação da primeira versão, e com o objectivo de corrigir os erros detectados, foi redesenhada e produzida uma segunda versão da placa de potência - V2 ??

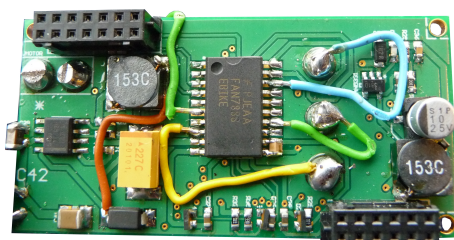
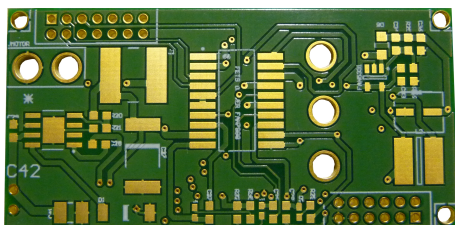
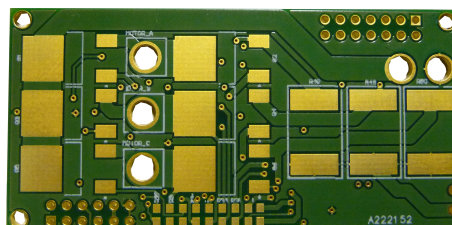


Figura 8.10: Placa de potência do controlador de motores *brushless* (Versão 1)

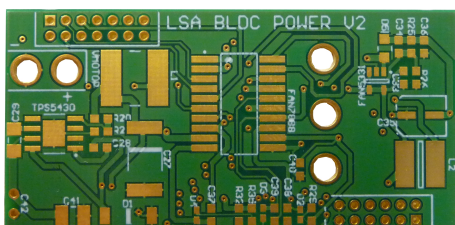
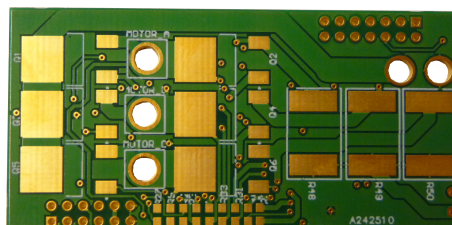


(a) Camada *Top* V1



(b) Camada *Bottom V1*

Figura 8.11: Placa de Potência V1 antes da fase de soldadura

(a) Camada *Top* V2

(b) Camada *Bottom V2*

Figura 8.12: Placa de Potência V2 antes da fase de soldadura

8.6 Módulo Central

A existência de uma placa desenvolvida no LSA, conjuntamente com a sua resposta face aos requisitos impostos pelo projecto, foi o argumento principal para a atribuição desta ao módulo central. O μ Controlador utilizado é um ARM® CORTEX M3 da ST com os seguintes periféricos disponíveis: CAN, I2C, UART, Ethernet, SPI, AD, GPIO, TIMER e JTAG. A função desta é a leitura do sistema inercial e execução do algoritmo de controlo a fim de se alcançar a estabilização básica de voo.

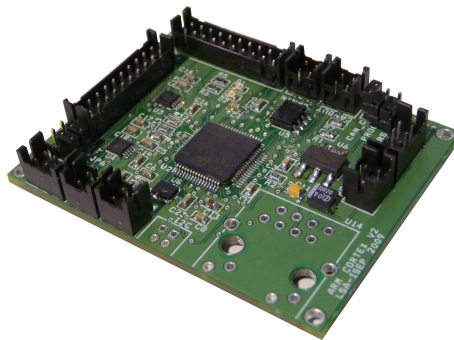


Figura 8.13: Módulo central

Este μ Controlador, capaz de funcionar a uma frequência máxima de 72MHz, para além dos periféricos acima listados, possui 2 conversores analógico-digital de 12 bits (até 21 canais), 2 conversores digital-analógico de 12 bits, até 51 GPIOs, até 11 timers, 2 interfaces I2C, até 5 USARTs, até 3 SPIs e USB [39].

Estando esta placa conectada ao barramento CAN instalado no veículo, atribuiu-se o número identificador 5. O envio de mensagens CAN implica o preenchimento de uma estrutura, a ser “injectada” no barramento. Os campos dessa estrutura são, nomeadamente o identificador da placa a quem a mensagem se destina, o tipo de endereçamento (*standard* ou *extendido*) utilizado, o tipo de mensagem (*data frame* ou *remote frame*), o comprimento da mensagem, em bytes, e o conteúdo de cada byte.

A fim de simplificar a interface entre os nós conectados ao barramento CAN, foram definidos números de identificação para cada tipo de mensagem tal como apresentado na tabela ??.

Tabela 8.3: Identificador das mensagens CAN transaccionadas no barramento

ID da mensagem	Tipo da Mensagem
1	Mensagem de configuração
2	Mensagem de velocidade
3	Mensagem de arranque
4	Mensagem de paragem
10	Mensagem de <i>reset</i> a erros

8.7 INS - *Inertial Navigation System*

O sistema inercial utilizado para este projecto é o 3DM-GX1 da Microstrain. Este INS, do tipo *strapdown*, utiliza, numa disposição ortogonal, 3 giroscópios, 3 acelerómetros e 3 magnetómetros para a obtenção da orientação estática. A escolha deste sensor deu-se pela sua simplicidade mecânica e aceitáveis dimensões. O μ Controlador incorporado contém um filtro que combina as respostas estáticas e dinâmicas em tempo real.

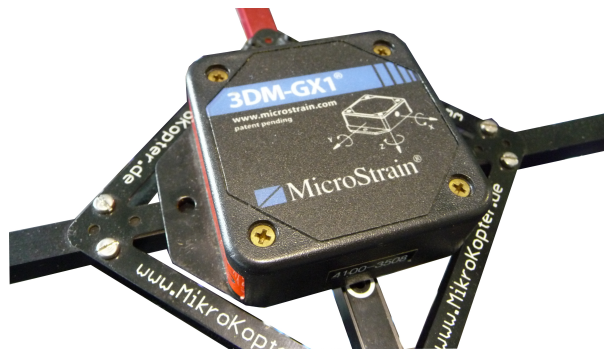
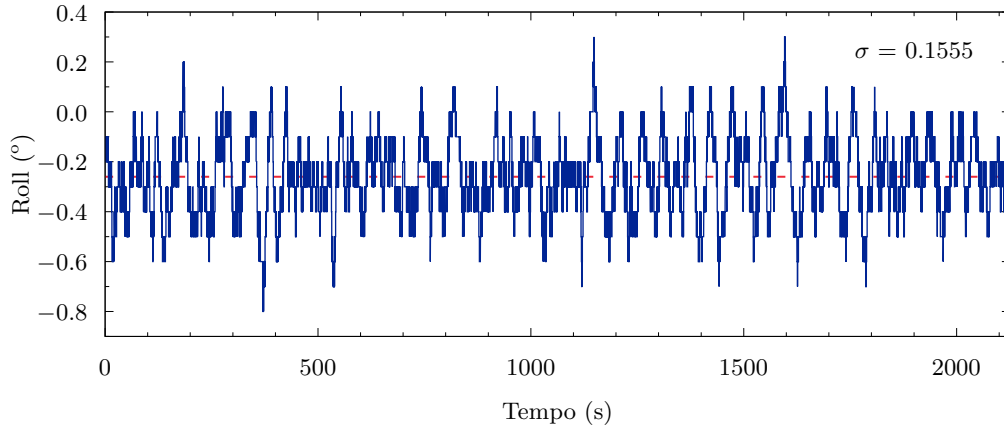
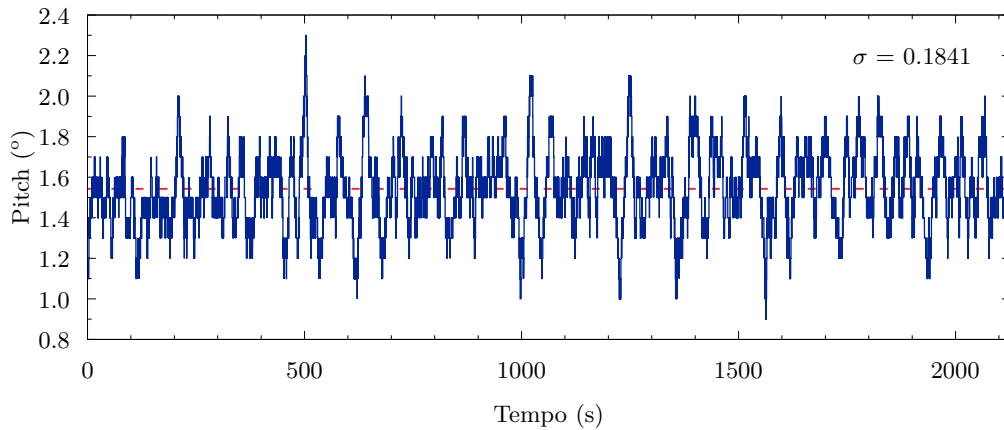


Figura 8.14: INS aplicado no quadroto

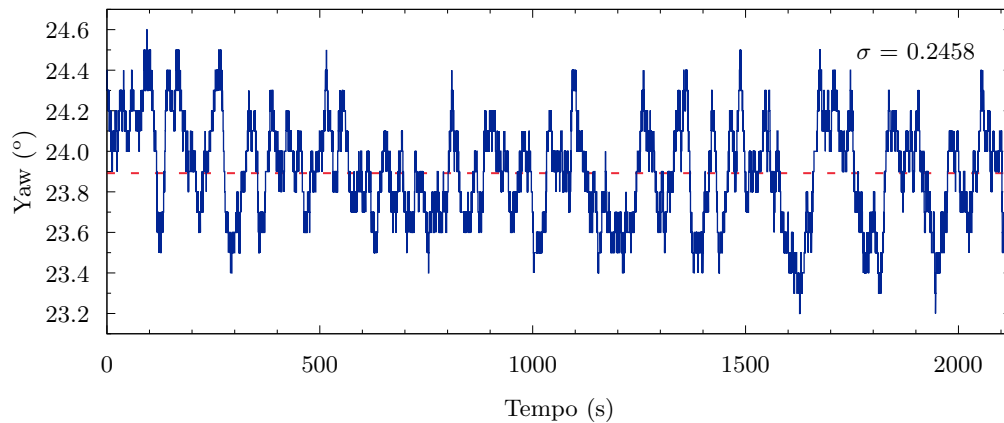
Este, a uma taxa de 360Hz, fornece uma resposta face a vibrações e movimentos rápidos enquanto elimina ruído através de algoritmos implementados no seu μ Controlador. A saída é disponibilizada de forma digital e de fácil utilização. A compensação em temperatura é feita para os nove sensores para assegurar o desempenho em uma ampla gama de temperaturas. A resolução do seu conversor analógico-digital é de 16 bits conferindo uma precisão de 0.5° . O limite de choque para a salvaguarda das condições dos sensores é de 1000G's, caso o sistema não esteja alimentado, ou de 500G's para a situação oposta.

Relativamente à saída, esta pode ser obtida através do protocolo de comunicação RS232 ou RS485. A *baudrate* é configurável a 19.2/38.4/115.2 Kbps. Estas opções podem ser configuradas através de uma interface gráfica fornecida com o INS.

Figura 8.15: *Roll*Figura 8.16: *Pitch*

Através do *software Matlab*, foi feita uma análise de dados recolhidos durante cerca de 30 minutos com o INS em repouso. Concluiu-se que há estabilidade na medida, ou seja, durante o período dos dados registados não houve o aparecimento de uma linha tendencial, logo não houve erro em *offset*.

O objectivo do estudo era analisar o comportamento do sensor em regime estacionário. O filtro de previsão é utilizado para melhorar a confiança nos resultados disponibilizados à saída do sensor mas isto gera uma desvantagem: visto haver integração dos valores do instante anterior, na presença de erro este também é integrado

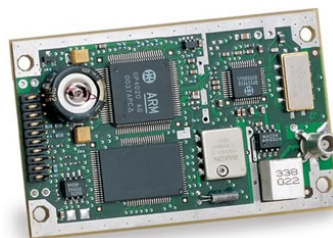
Figura 8.17: *Yaw*

provocando por vezes uma discrepância nos valores fornecidos relativamente aos valores reais.

Através dos gráficos apresentados nas figuras 8.15, 8.16 e 8.17, podemos visualizar os dados obtidos pelo sensor.

8.8 Receptor GPS

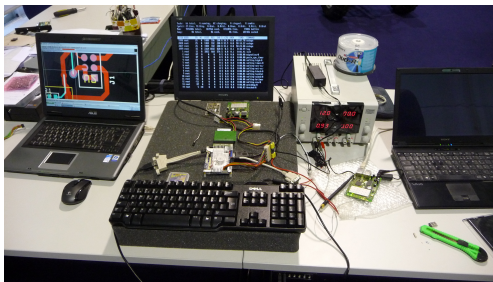
O receptor GPS, integrado no veículo, é o *Superstar II* da *Novatel* [40] - figura 8.18. Um receptor de baixo custo que, com recurso a dados de um máximo de 12 satélites, fornece ao sistema a posição absoluta do quadrotor a uma frequência máxima de 5Hz. Aproveita também as correções oferecidas pelos sistemas *Satellite Based Augmentation System* - SBAS, *Wide Area Augmentation System* - WAAS, e *European Geostationary Navigation Overlay Service* - EGNOS, para uma maior precisão.

Figura 8.18: Receptor GPS *Novatel Superstar II*

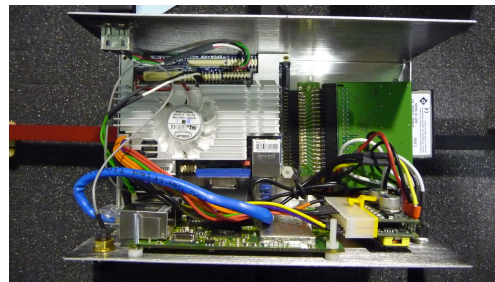
A alimentação é de 3.3V ou 5V, consoante a versão. A interface com o sistema computacional é feita através do protocolo RS232.

8.9 Sistema Computacional

No sistema computacional existente no veículo é, por exemplo, executado o algoritmo de visão que permite a detecção de marcas ou até mesmo a construção de mapas aéreos. O sistema operativo utilizado, executado a partir de um cartão de memória do tipo *Compact Flash* - CF, é o Linux [41]. Foram efectuados testes de validação do sistema computacional - 8.19(a) e, posteriormente, o sistema foi acondicionado numa caixa a ser aplicada na estrutura do quadrotor 8.19(b).



(a) Validação do sistema computacional



(b) Sistema computacional acondicionado

Figura 8.19: Sistema Computacional

8.9.1 Motherboard Pico-ITX

Esta *motherboard* [42], com dimensões de $10\text{cm} \times 7.2\text{cm}$, equipada com um processador VIA C7, tem como função processar informação da camada de alto nível - 7.3.

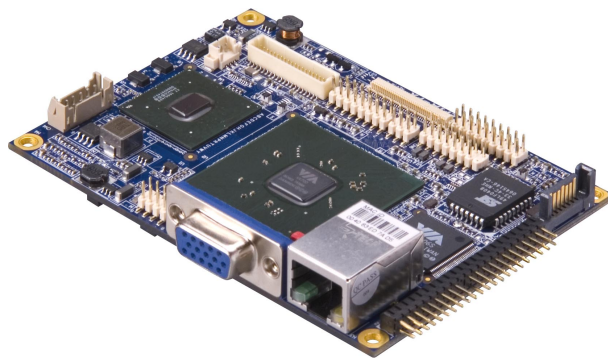


Figura 8.20: Motherboard Pico-ITX

Através de um porta série, adquire dados de um receptor GPS 8.8 e utiliza-os num gestor de missões que, juntamente com a utilização de outros periféricos, *e.g* câmara

USB, gera e envia, para a placa de estabilização, pontos a serem seguidos pelo veículo.

8.9.2 Leitor de cartões CF

A unidade de armazenamento escolhida para o sistema foi uma cartão de memória do tipo *Compact Flash* (figura 8.21). Esta escolha deu-se devido a dois factores: ser uma solução mais leve relativamente a um disco IDE ou SATA e por ser uma memória do tipo *solid-state*² habilitada por isso a um funcionamento sujeito a oscilações.



Figura 8.21: Leitor de cartões CF

A ligação do leitor de cartões com a *motherboard* é feita através de um barramento IDE.

8.9.3 Conversor DC/DC para alimentação da *motherboard*

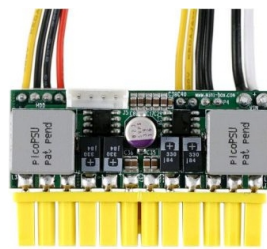


Figura 8.22: Conversor DC/DC

Este conversor DC/DC, com uma dimensão aproximada de 2 pilhas AA ($31 \times 53 \times 15\text{mm}$), gera as tensões necessárias para o funcionamento da *motherboard* utilizada. É 100% silencioso e, dada a sua concepção de elevada eficiência, não aquece. A alimentação é de 12V e a potência disponibilizada à saída é de 150W.

²Sem partes mecânicas amovíveis

8.9.4 Access Point

Relativamente às comunicações entre o veículo e, por exemplo, a estação terra, estas são efectuadas por WiFi. O *access point*, com um *switch ethernet* integrado, é ligado à *motherboard* utilizando o protocolo TCP/IP. Suporta os protocolos IEEE 802.11 a/b/g.



Figura 8.23: Access Point PicoBoard

As dimensões são de 10×7.2cm e a alimentação é de 12V/1A.

8.9.5 Sonar

Com o objectivo de obter informação acerca da altitude do veículo instalou-se um sonar, modelo SRF02 da *Devantech* -figura 8.24. O SRF02 é um transdutor ultrasónico único aplicado numa PCB. Permite comunicação I2C ou série. Relativamente a esta última, utilizada no projecto, os níveis de tensão são TTL, a *baudrate* é de 9600 bps, 1 start bit, 2 stop bit e sem bit de paridade.



Figura 8.24: Sonar SRF02 da *Devantech*

A possibilidade de associação de sonares implica a utilização de endereços a fim de os identificar. Visto, no quadrotor, só utilizarmos um, atribuiu-se o endereço 0. Este é invocado sempre que efectuada uma leitura por parte do módulo central. Seguido do endereço é necessário o envio de um byte de “solicitação de medida”. Este sensor possui a vantagem de ser contemplado com um algoritmo automático de calibração, executado sempre que inicializado. Na figura 8.25 podemos observar o comportamento

da saída fornecida pelo sensor face o ângulo que este faz com o objecto.

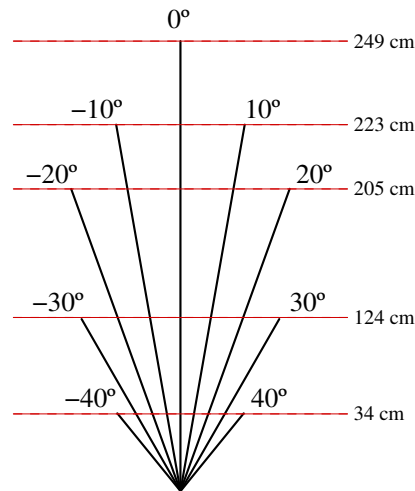


Figura 8.25: Padrão de medida para o feixe SRF02

Após a elaboração de algumas medições determinou-se a recta de calibração do sensor (figura ??). Verificou-se, para a maior parte das medições, um erro constante de 3cm. A gama de valores segundo os quais o sensor é capaz de determinar a distância, varia entre os 16cm e os 6m. Na prática foram efectuadas medições a um alvo até aos 7m.

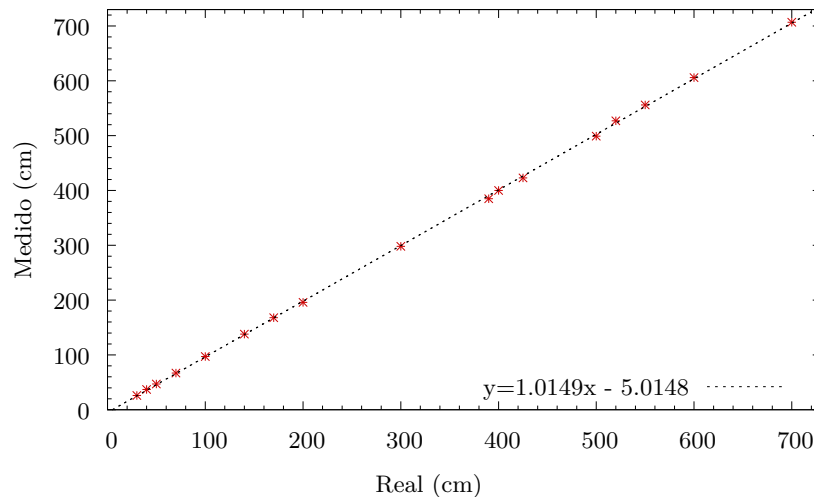


Figura 8.26: Recta de calibração do sonar

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 9

Conclusões e Trabalho Futuro

O problema do desenvolvimento e controlo de um veículo autónomo aéreo quadrotor foi abordado no presente trabalho. Neste sentido, foi efectuado um levantamento de requisitos e caracterização de um veículo aéreo autónomo VTOL, por forma a responder às necessidades identificadas (com ênfase nas decorrentes necessidades do LSA-ISEP).

Projectou-se um veículo base tendo como objectivo principal uma plataforma capaz de alcançar um voo estabilizado. O trabalho prévio desenvolvido no LSA revelou-se de elevada importância permitindo a transferência de experiência e conhecimentos fundamentais para o sucesso do corrente projecto.

Modelizou-se o sistema tendo sido identificados alguns parâmetros importantes do veículo realmente implementado possibilitando desta forma o desenvolvimento de um simulador que serviu de plataforma suporte para a validação de estratégias de controlo e avaliação de comportamentos do veículo.

A configuração física do veículo (quadrotor) permitiu a utilização de uma abordagem desacoplada para o controlo e estabilização básica de voo. Desta forma, foram testados em simulação duas estratégias de controlo: uma baseada em controlo PID clássico e outra baseada em controlo não linear, nomeadamente, tendo como base a teoria de estabilidade de Lyapunov (*Backstepping*). Estas estratégias de controlo foram avaliadas tendo em vista a sua posterior implementação no veículo, tendo sido já implementado o controlo PID no sistema real.

Tendo em base os requisitos apresentados no capítulo 3, uma das opções do projecto

foi a utilização de motores *brushless*. Desta forma, foi identificada a necessidade do desenvolvimento de um controlador dedicado para este tipo de motores.

Foi projectado, implementado e validado um controlador de alto desempenho e elevada modularidade. Esta solução, constituída por dois módulos (módulo de sinais e módulo de potência), confere a possibilidade de conjugação do módulo de sinais com diferentes interfaces de potência. Na fase de projecto, a fim de não condicionar/restringir a utilização do módulo de sinais apenas para o seu funcionamento em conjugação com o módulo de potência, foi projectada a disponibilização de algumas interfaces adicionais podendo constituir esta por si só, um sistema computacional embebido com aplicações genéricas.

O veículo foi implementado de raiz nas suas vertentes mecânica, de *hardware* e *software*.

Foi utilizada como base mecânica uma estrutura comercial de reduzido peso e elevada robustez. Esta constituiu um suporte quer para os motores de propulsão, os controladores dos mesmos, desenvolvidos especificamente para o efeito, integração do sistema inercial, sensor ultrasons e sistema computacional de bordo.

O sistema computacional de bordo foi projectado e desenvolvido por forma a dotar o veículo de capacidade computacional necessária para o desempenho das aplicações analisadas. Este sistema embebido integra uma SBC de reduzido consumo e dimensões, câmara USB, módulo *wireless* e receptor GPS. Procedeu-se à validação do sistema tendo sido instalado uma distribuição do sistema operativo base (versão Linux) e executado o *stream* de vídeo captado pela câmara USB via *wireless*.

O sistema de estabilização de vôo do veículo utiliza como sensores base um sistema de navegação inercial (compreendendo 3 acelerómetros, 3 giroscópios dispostos ortogonalmente e um magnetómetro) bem como um sonar para medição de distâncias ao solo.

O INS foi testado experimentalmente tendo sido verificado quer precisão e estabilidade na medida quer a disponibilização da informação a uma taxa adequada para o controlo do veículo. Para o sonar foi determinada a recta de calibração do mesmo.

Foi projectado e testado em simulação um algoritmo de controlo de posição. Este assume o vôo estabilizado e gera referências de orientação para o veículo por forma a

seguir um conjunto de *waypoints*. Este controlador de trajectória será implementado no CPU central de controlo do robô.

Relativamente ao trabalho futuro, a validação extensiva do controlo de voo é um dos objectivos a ser alcançado. Assim como este está ainda a integração do *autopilot* no CPU e respectivo teste, o que implica a integração e processamento de informação do GPS. Outras metas a serem alcançadas serão o desenvolvimento e respectivos testes do *software* de controlo de missão; a integração do quadrotor num cenário multi-robótico, com outros veículos do LSA-ISEP, nomeadamente com o ROAZ e TIGRE; integração do módulo de processamento de imagem tendo em vista o desempenho de missões que dele necessitam.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Bibliografia

- [1] K. P. Valavanis, *Advances in Unmanned Aerial Vehicles: State of Art and Road to Autonomy*. Springer, 2007.
- [2] Gabinete do Secretário de Defesa - U.S.A., “Unmanned aerial vehicles roadmap,” Abril 2001.
- [3] Tiago Fernando Couto Sarmiento Santos, “Sistema de Visão para Percepção e Navegação para um UAV Quadrotor,” Master’s thesis, ISEP- Instituto Superior de Engenharia do Porto, Dezembro 2009 (A publicar).
- [4] G. Hoffmann, D. G. Rajnarayan, S. L. Waslander, D. Dostal, J. S. Jang, and C. J. Tomlin, “The stanford testbed of autonomous rotorcraft for multi agent control (starmac),” vol. 2, pp. 12.E.4–12I–10, October 2004.
- [5] ———, “Multi-agent x4-flyer testbed control design: Integral sliding mode vs. reinforcement learning,” *Proceedings of IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 3712–3717, August 2005.
- [6] G. Hoffmann, H. Huang, S. Waslander, and C. J. Tomlin, “Quadrotor helicopter flight dynamics and control: Theory and experiment,” *Proceedings of 45th IEEE International Conference on Decision and Control*, pp. 1515–1520, 2006.
- [7] S. Bouabdallah, R. Siegwart, and P. Murrieri, “Design and control of an indoor micro quadrotor,” *Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation*, vol. 5, pp. 4393– 4398.
- [8] S. Bouabdallah, R. Siegwart, and A. Noth, “PID vs LQ Control Techniques Applied to an Indoor Micro Quadrotor.”

- [9] S. Bouabdallah and R. Siegwart, “Backstepping and Sliding Mode Techniques Applied to an Indoor Micro Quadrotor,” *Proceedings of IEEE Internacional Conference on Robotics and Automation*, pp. 2259–2264, April 2005.
- [10] —, “Full Control of Quadrotor,” *Proceedings of IEEE/RSJ Internacional Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 153–158, November 2007.
- [11] M. J. Valenti, “Approximate dynamic programming with applications in multi-agent systems,” Ph.D. dissertation, May 2007.
- [12] G. P. Tournier, “Six degree of freedom estimation using monocular vision and moiré patterns,” Ph.D. dissertation, June 2006.
- [13] C. FinkPetersen, H. Hansen, S. Larsson, L. B. T. Madsen, and M. Rimestad, “Autonomous Hovering with a Quadrotor Helicopter,” Master’s thesis, Aalborg Universitet, June 2008.
- [14] P. Pounds, R. Mahony, J. Gresham, P. Corke, and J. Roberts, “Towards dynamically-favourable quad-rotor aerial robots.”
- [15] P. Pounds, R. Mahony, and P. Corke, “Modelling and control of a quad-rotor robot.”
- [16] E. Altuğ, J. P. Ostrowski, and C. J. Taylor, “Control of a quadrotor using dual camera visual feedback,” *Proceedings of IEEE Internacional Conference on Robotics and Automation*, pp. 72–77, May 2002.
- [17] R. A, C. R. Raviteja, N. P. Kumar, V. Ch, V. R. Shah, H. Rampal, K. G, P. M, and K. Kulkarni, “Development of an autonomous aerial vehicle capable of indoor navigation.”
- [18] G. Xu, *GPS - Theory, Algorithms and Applications*. Springer, 2007.
- [19] M. S. Grewal, L. R. Weill, and A. P. Andrews, *Global Positioning Systems, Inertial Navigation and Integration*, 2nd ed. Wiley, 2007.
- [20] T. Perez and T. Fossen, “Kinematics models for manoeuvring and seakeeping of marine vessels,” *Modeling, Identification and Control*, vol. 28, pp. 19–30.

- [21] S. Bouabdallah, “Design and control of quadrotors with application to autonomous flying,” Ph.D. dissertation, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, February 2007.
- [22] B. Etkin and L. D. Reid, *Dynamics of Flight: Stability and Control*, 3rd ed. Wiley and Sons, Inc., 1997.
- [23] R. Olfati-Saber, “Nonlinear control of underactuated mechanical systems with application to robotics and aerospace vehicles,” Ph.D. dissertation, Massachusetts Institute of Technology, February 2001.
- [24] G. Fay, “Derivation of the aerodynamic forces for the mesicopter simulation,” February 2001.
- [25] Jean-Jacques E. and Slotine Weiping Li, *Applied Nonlinear Control*, 1st ed. Prentice-Hall, Inc., 1991.
- [26] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design*. Wiley and Sons, Inc., 1995.
- [27] K. Astrom and T. Hagglung, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, 2nd ed. The International Society of Automation, 1995.
- [28] W. Levine, *The Control Handbook (Volume I)*. Jaico Publishing House, 1999.
- [29] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 3rd ed. Prentice Hall, 2002.
- [30] G. M. da Silva, *Controlo Não Linear*, 1st ed. Escola Superior de Tecnologia de Setúbal, 2003.
- [31] A. Benaskeur and A. Desbiens, “Application of adaptive backstepping to the stabilization of the inverted pendulum.”
- [32] S. Mascolo, “Backstepping design for controlling lorenz chaos,” *Proceedings of 36th IEEE/CDC San Diego, CA*, vol. 2, pp. 1500–1501, December 1997.
- [33] Texas Instruments, “DSP Solutions for BLDC Motors.”
- [34] Thor Fossen and Tristan Perez, <http://www.marinecontrol.org>.

BIBLIOGRAFIA

- [35] AXI Model Motors, <http://www.modelmotors.cz>.
- [36] Brien R. Gyles, <http://www.gylesaero.com>.
- [37] Texas Instruments, “Stellaris Brushless DC (BLDC) Motor Reference Design Kit.”
- [38] Fairchild - Semiconductor, FDD8882/FDU8882 N-Channel PowerTrench MOS-FET - Datasheet.
- [39] STMicroelectronics, STM32F103x4/STM32F103x6 Datasheet, Doc ID 15060 Rev 3.
- [40] Novatel, “Superstar II Datasheet,” 2006.
- [41] Linux.org, <http://www.linux.org>.
- [42] Via Technologies Inc., “VIA Pico-ITX - Mainboard Specification White Paper,” April 2007.
- [43] T. J. Sokira and W. Jaffe, *Brushless DC Motors - Electronics Commutation and Controls*, 1st ed. Tab Books, Inc., 1990.
- [44] M. Kayton and W. R. Fried, *Avionics Navigation Systems*, 2nd ed. Wiley and Sons, Inc., 1997.
- [45] W. Lawrenz, *CAN System Engineering: From Theory to Practical Applications*. Springer, 1997.

Apêndice A

Apêndice do Simulador

Neste apêndice são apresentadas figuras representativas dos blocos que constituem o simulador do sistema e uma tabela com a descrição de cada uma das variáveis utilizadas.

A.1 Blocos do Simulador

A.1.1 Condições Iniciais

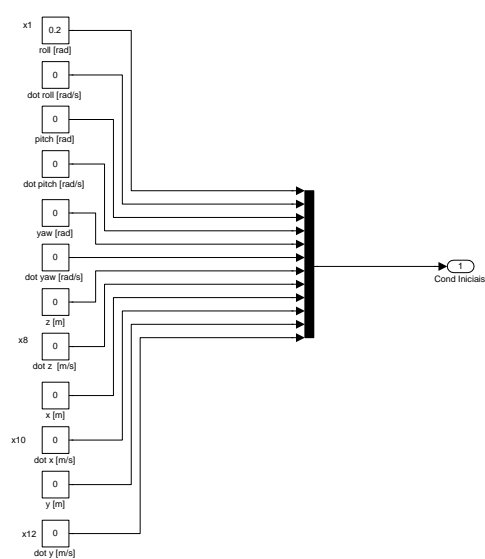


Figura A.1: Bloco das condições iniciais do sistema

A.1.2 Controle PID

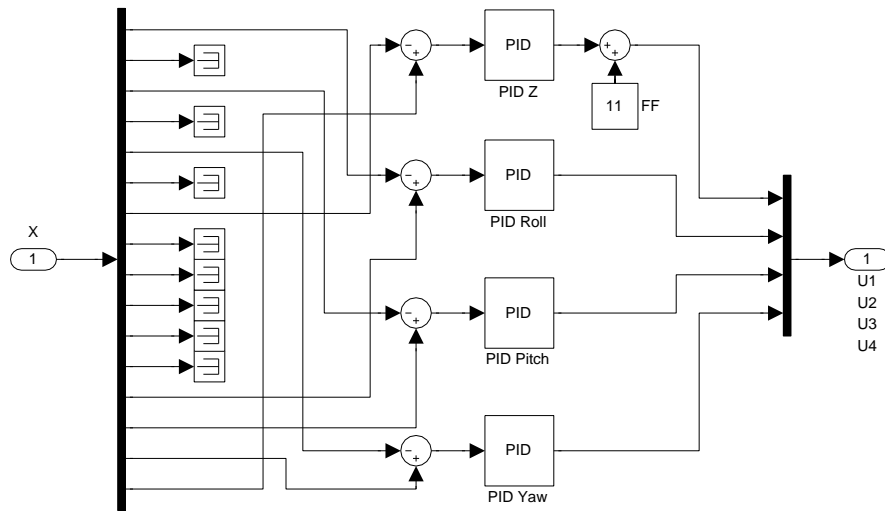


Figura A.2: Bloco do controlador PID

A.1.3 AutoPilot

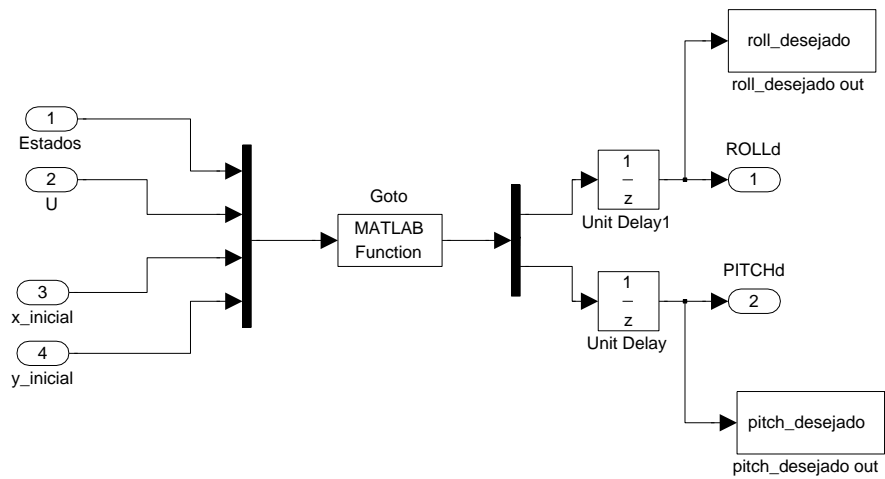


Figura A.3: Bloco do AutoPilot

A.1.4 Forças Aerodinâmicas

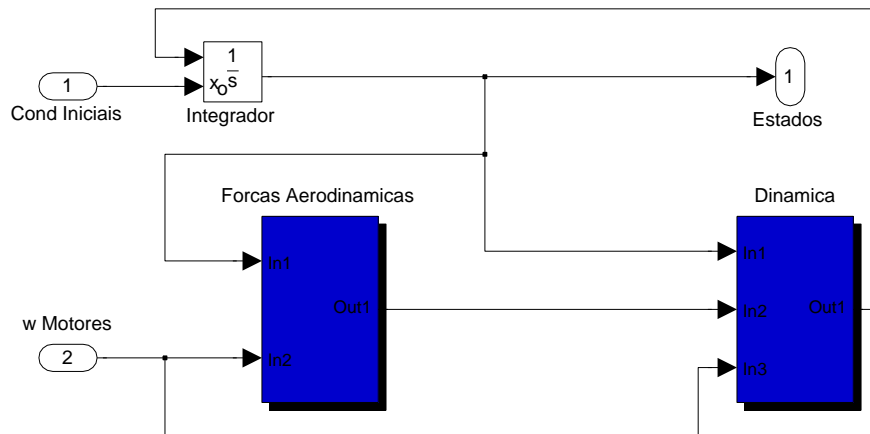


Figura A.4: Bloco do Quadrotor - Forças aerodinâmicas e Dinâmica do veículo

A.1.5 Motores

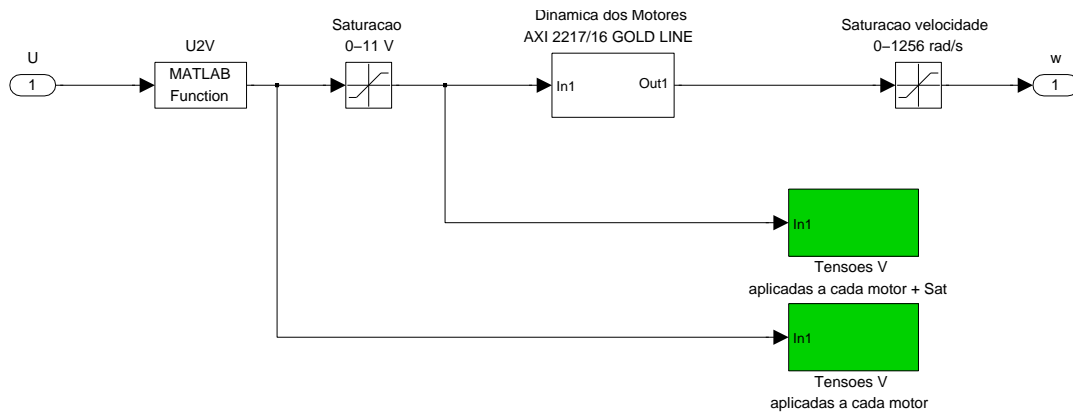


Figura A.5: Bloco dos motores

A.2 Ficheiro *init.m*

Este ficheiro necessita de ser executado antes de uma primeira simulação. Nele são declaradas e definidas variáveis necessárias ao sistema para que este possa ser simulado. Na tabela A.1 estão presentes todas as variáveis globais utilizadas, a função de cada uma e o ficheiro do sistema que a(s) utiliza.

Tabela A.1: Variáveis presentes no ficheiro *init.m*

Variável	Descrição da variável	Função que utiliza
c1,c2,c3,c4,c5 e c6	Coefficiente do erro do IB	controlo_backstep.m
alpha1, alpha2 e alpha3	Componentes integrais do IB	
lambda1, lambda2 e lambda3	Coefficientes dos integrais do IB	
Pz, Iz e Dz	Ganhos dos PIDs discretos para a altura	Simulink → Bloco controlo PID
Proll, Iroll e Droll	Ganhos dos PIDs discretos para <i>roll</i>	
Ppitch, Ipitch e Dpitch	Ganhos dos PIDs discretos para <i>pitch</i>	
Pyaw, Iyaw e Dyaw	Ganhos dos PIDs discretos para <i>yaw</i>	
numM e denM	Numerador e denominador para a função de transferência discreta do motor	Simulink → Bloco dos motores
L	Comprimento do braço do quadrotor	dinamica_quadrotor.m
m	Massa total do quadrotor	
Ixx, Iyy e Izz	Momentos de inércia xx, yy e zz	
Jr	Momento de inércia do conjunto motor e hélice	
h	Distância vertical entre os motores e o centro de massa	
Cx, Cy e Cz	Coefficientes de <i>drag</i> longitudinais x, y e z	
Vol	Volume do quadrotor	
b e d	Coefficientes de <i>thrust</i> e <i>drag</i> do conjunto motor e hélice	U2V.m
P	Número de hélices	dinamica_quadrotor.m e forcas_aerodinamicas.m
N	Número de pás por hélice	
R	Raio da hélice	
A	Área da hélice	
c	<i>Chord</i> da hélice	
Tamostragem	Período de amostragem	vários blocos
g	Aceleração gravítica	
rho	Densidade do ar	
nu	Viscosidade do ar	
w	Peso total/Número de hélices	
OmegaH	Velocidade das hélices em <i>hover</i>	

Apêndice B

Preliminares sobre Motores Brushless

Há quase tanto tempo como a existência do motor DC, há o desejo da substituição deste por um motor com características similares de performance mas sem escovas e comutadores [43]. Algumas das desvantagens deste sistema são:

- Elevada manutenção;
- Necessidade de substituição de escovas;
- Necessidade de rotação dos comutadores devido ao desgaste sofrido a sua superfície;
- Limitação de cenários de operação devido à existência de arcos eléctricos;
- O sistema impõem severas limitações de velocidade;

Com o desenvolvimento de dispositivos electrónicos de comutação, parece natural que estes passem a substituir os componentes mecânicos de comutação que são parte dos convencionais motores DC.

Os motores *brushless*, também conhecidos como motores BLDC (*Brushless Direct Current*), partilham com os motores DC genéricos o mesmo princípio de funcionamento. Ímanes permanentes polarizados que são atraídos por um campo magnético formado pela corrente induzida nos enrolamentos.

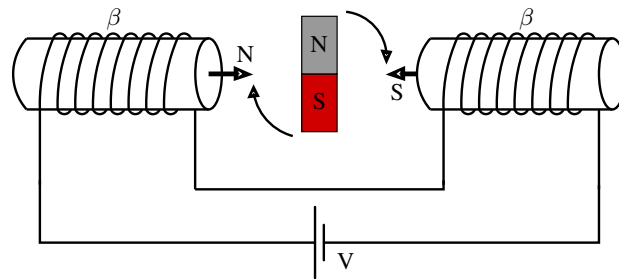


Figura B.1: Princípio de funcionamento de um motor DC

A principal diferença é que os motores DC genéricos possuem escovas que permitem a troca do sentido do campo magnético enquanto que os motores *brushless* necessitam que o sentido da corrente nos enrolamentos seja alterado para rodar continuamente.

B.0.1 Constituição de um motor BLDC

- **O motor** - o motor consiste num rotor onde são montados ímãs permanentes polarizados sempre arranjados em pares de pólos. Esses ímãs fornecem fluxo no campo magnético por eles criados. O estator contém os enrolamentos e está concebido de tal forma que se a corrente alimentar a bobina correcta no instante certo, ocorre interacção com o fluxo do campo magnético produzindo assim binário. Faz também parte do motor os rolamentos, tampas, invólucro, etc..
- **Sistema de *sensing* de corrente** - de forma às bobinas serem comutadas na sequência correcta e no instante certo, a posição do campo magnético do rotor tem que ser conhecido. Localizar os ímãs requer um sistema de *sensing* absoluto que pode ser magnético (sensores de *Hall*), pode ser óptico e utilizar encoders ou uma variedade de outras soluções. Esta função é muito crítica e fundamental para a operação deste tipo de motores.
- **Comutador e controlo electrónico** - a função do comutador electrónico é comutar as correntes certas nas bobinas correctas do estator no instante certo e na sequência correcta através da informação obtida pela camada sensorial e respectivo processamento para que o motor funcione conforme a forma como se destina a funcionar. O controlo electrónico é composto pela usualmente designada “camada de potência”. Os sinais gerados para que haja rotação são fornecidos a uma drive de potência que “selecciona” que FETs devem conduzir, ou seja, que

bobina deve ser alimentada.

B.0.2 Tipos de motores BLDC

Existem dois tipos de motores *brushless*. Os motores *inrunner* de ímanes rotativos e os *outrunner* de caixa rotativa. Além disso os motores podem ser equipados com sensores de efeito de *Hall* para determinação exacta da sua posição.

Motores BLDC *inrunner*

No caso dos motores *inrunner*, os ímanes permanentes são fixos ao eixo do motor, no rotor, e os enrolamentos e a armadura são colocados na sua carcaça, o estator. Apresentam normalmente 3 pares de pólos e são motores que podem atingir velocidades extremamente elevadas, na ordem dos 40000 rpm, necessitando assim de uma considerável robustez do rotor devido à necessidade de suportar forças centrífugas geradas por rotações tão elevadas.



Figura B.2: Exemplo de motor *brushless inrunner*

Motores BLDC *outrunner*

No caso dos motores *outrunner*, os ímanes permanentes são colocados na sua carcaça, tal como nos motores com escovas, e os enrolamentos são colocados no seu interior. Deste modo, o centro do motor fica imóvel e o eixo do motor roda solidário com a carcaça, à qual está fixa. Normalmente, nestes motores, os enrolamentos estão distribuídos por várias bobinas e têm um número de ímanes elevados, o que gera um campo magnético muito forte, não necessitando assim de caixa redutora para aplicações que exijam um binário superior. São menos eficientes que os motores *inrunner* mas, em

compensação, são mais baratos.



Figura B.3: Exemplo de motor *brushless outrunner*

Motores BLDC *inrunner/outrunner* com sensores de *Hall*

Nos motores com sensores de efeito de hall integrados, cada um dos sensores é posicionado de forma a detectar a posição exacta do rotor. Desta forma, quando o rotor activa o sensor, o circuito de controlo comuta de estado, fornecendo corrente ao próximo enrolamento, para que o motor continue com a sua rotação.

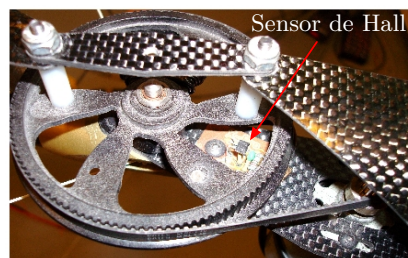


Figura B.4: Sensor de *Hall* aplicado para determinação de posição de motor BLDC

Apêndice C

Preliminares sobre Sistemas Inerciais de Navegação

C.1 Introdução

Navegação inercial é uma técnica para a determinação da posição e velocidade de um veículo através da medição da sua aceleração e processamento dessa informação. Comparada com outros métodos de navegação, a navegação inercial possui as seguintes vantagens:

- A informação acerca da velocidade e posição é instantânea e contínua;
- É um sistema independente visto ser baseado apenas em medições de acelerações e variações angulares efectuadas no veículo;
- As informações de navegação são obtidas independentemente das condições atmosféricas;
- O sistema inercial fornece informações acerca da posição e velocidade em relação ao solo.

As desvantagens deste tipo de navegação são:

- A informação da posição e velocidade são degradantes com o tempo;
- O equipamento é de custo elevado;

- É necessário um alinhamento inicial;
- A exactidão da informação de navegação é dependente das manobras do veículo.

C.2 Tipos de INS

Existem dois tipos de INS: os *Gimballed* e os *Strapdown* [44].

C.2.1 INS *Gimballed*

Os sistemas de navegação inercial *Gimballed* são, a nível mecânico, sistemas complexos. Dois anéis, montados em eixos ortogonais, controlados por servo-motores, constituem o sistema que possui 3 graus de liberdade. O princípio de funcionamento baseia-se na manutenção da atitude de uma plataforma existente no núcleo do sistema onde são aplicados acelerómetros e giroscópios. A atitude do INS é dada face às referências enviadas aos servo-motores para que a plataforma central permaneça estática.

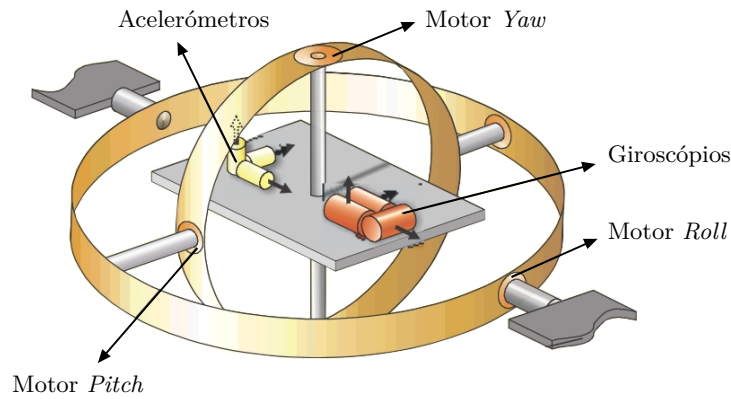


Figura C.1: Diagrama de um INS *Gimballed*

C.2.2 INS *Strapdown*

No caso dos sistemas de navegação inercial do tipo *strapdown*, os giroscópios e os acelerómetros são montados numa estrutura rígida fixa, ao veículo. Os giroscópios fornecem informação acerca da rotação do corpo que, através de algoritmos, calculam a orientação do veículo. As saídas dos acelerómetros são transformadas para o referencial de navegação, computacionalmente, através de uma matriz de rotação.

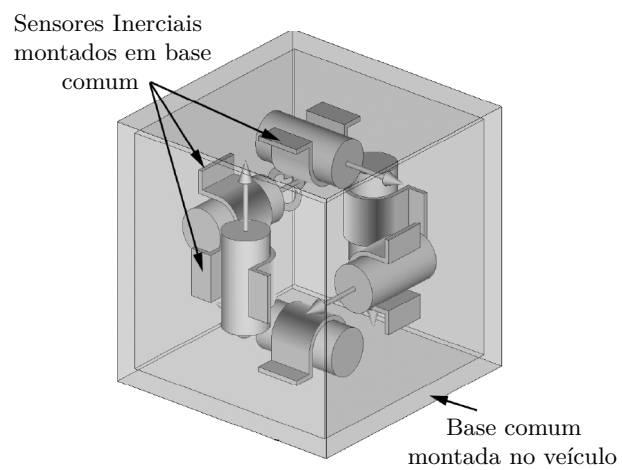


Figura C.2: Diagrama de um INS *Strapdown*

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Apêndice D

Protocolos de Comunicação

D.1 CAN - *Controller Area Network*

O protocolo CAN - *Controller Area Network*, é um protocolo de comunicação série especialmente orientado para a ligação em rede de dispositivos “inteligentes”, sensores e actuadores pertencentes a um sistema ou subsistema [45].

D.1.1 Atributos

Através deste protocolo, todos os nós podem comunicar entre si e todos podem aceder, em simultâneo, ao barramento. A descrição deste protocolo encontra-se na norma ISO 11898 que abrange as duas primeiras camadas do modelo OSI. As mensagens que circulam no barramento não são endereçadas. Apenas são atribuídas prioridades pelo que o encaminhamento não é necessário. As mensagens são difundidas para todos os nós da rede (*broadcasting*) e a decisão de processamento cabe ao nó após a leitura do identificador da mensagem. Este tem também a função de atribuir uma determinada prioridade à mensagem na competição pelo barramento. A relativa simplicidade do protocolo CAN conduz a que seja fácil e barato a formação de técnicos; as interfaces dos componentes CAN tornam a programação de aplicações numa tarefa relativamente simples. Cursos introdutórios, bibliotecas de funções, kits de iniciação, módulos de I/O e uma grande variedade de ferramentas são disponibilizados por uma grande variedade de fabricantes contribuindo para a redução de custos inerente ao uso do protocolo. Controladores de baixo custo que implementam a camada de ligação de dados e permitem

a ligação simples com μ controladores estão disponíveis desde 1989. Hoje em dia estão disponíveis mais de 50 controladores de protocolo CAN de mais de 15 fabricantes. O uso do CAN na maioria dos automóveis de passageiros europeus garantirá a existência de controladores CAN no mercado por pelo menos mais 10 anos. Outros mercados de grande volume como os de electrodomésticos e aplicações de controlo industrial também contribuem para o aumento do número de utilizadores do CAN e garantem o seu desenvolvimento por parte dos fabricantes de componentes. Na primavera de 1997 estavam instalados mais de 50 milhões de nós CAN, número este que não tem parado de crescer desde então. Uma das grandes vantagens do protocolo CAN é a sua robustez. Cada controlador CAN regista e avalia os erros de modo a poder tomar medidas correctivas. Estas podem consistir em desligar o nó que está a produzir os erros. Cada mensagem CAN pode conter de 0 a 8 bytes de informação. O envio de maior quantidade de informação pode ser realizado através da segmentação da mesma. A velocidade máxima de transmissão é de 1 Mbit/s para comprimentos de rede máximos de 40 m. Para distâncias maiores a velocidade tem de ser reduzida, nomeadamente para distâncias até 500 m a velocidade não deve ultrapassar os 125 kbit/s e para distâncias até 1km a velocidade máxima é de 50 kbit/s.

D.1.2 Aplicações do protocolo CAN

As redes de CAN podem ser usadas como um sistema de comunicação embebido para μ controladores assim como um sistema de comunicação aberto para dispositivos denominados por “inteligentes”. O protocolo CAN, originalmente desenvolvido para aplicações no ramo automóvel tem visto o seu uso alargado na área das redes de campo industriais, com notáveis semelhanças. Em ambos os casos os principais requisitos são o baixo custo, a capacidade de funcionamento perante perturbações eléctricas e capacidade de operação em tempo real e facilidade de utilização. Alguns utilizadores, por exemplo no campo da engenharia médica, optaram pelo CAN por terem de satisfazer requisitos de segurança particularmente exigentes.

D.1.3 Características do protocolo CAN

O CAN é um protocolo de comunicações série, que permite controlo distribuído em tempo real, com elevado nível de segurança. É um sistema em barramento com

capacidades multi-mestre, isto é, vários nós podem pedir acesso ao meio de transmissão em simultâneo. Este protocolo comporta também o conceito de *multicast*, i.e., permite que uma mensagem seja transmitida a um conjunto de receptores simultaneamente. Nas redes CAN não existe o endereçamento dos destinatários no sentido convencional, em vez disso são transmitidas mensagens que possuem um determinado identificador. Assim, um emissor envia uma mensagem a todos os nós CAN e cada um por seu lado decide, com base no identificador recebido, se deve ou não processar a mensagem. O identificador determina também a prioridade intrínseca da mensagem, ao competir com outras pelo acesso ao barramento. O CAN é considerado um sistema de barramento série, bom para ligar em rede subsistemas inteligentes, tais como sensores e actuadores. A informação transmitida possui tamanho curto. Assim, cada mensagem CAN pode conter um máximo de 8 bytes de informação útil, sendo no entanto possível transmitir blocos maiores de dados recorrendo a segmentação. A taxa máxima de transmissão especificada é de 1 Mbit/s, correspondendo este valor a sistemas com comprimento de barramento até 40 m. Para distâncias superiores a taxa de transmissão, recomendada, diminui. Alguns dos valores recomendados são: 50 Kbit/s para distâncias até 1 Km e 125 Kbit/s para distâncias até 500 m. Se a distância do barramento for superior a 1 Km pode ser necessária a utilização de dispositivos repetidores (*repeater*) ou ponte (*bridge*). O número de elementos num sistema CAN está, teoricamente, limitado pelo número possível de identificadores diferentes. Este número limite é no entanto significativamente reduzido por limitações físicas do hardware. Existem no mercado de integrados transceivers que permitem ligar pelo menos 110 nós. Refira-se também, neste contexto, que com módulos de entrada/saída (E/S) adequados é possível ter diversos sensores e actuadores por nó. O CAN permite flexibilidade uma vez que podem ser adicionados novos nós a uma rede CAN sem requerer alterações do software ou hardware dos restantes nós, se o novo nó não for emissor, ou se o novo nó não necessitar da transmissão de dados adicionais. Outra característica importante é o facto de o controlador CAN de cada estação, registar os erros, avaliando-os estatisticamente, de forma a desencadear acções com eles relacionadas. Estas acções podem corresponder ao desligar, ou não, da estação que provoca os erros, tornando este protocolo eficaz em ambientes ruidosos. Utilizando o protocolo CAN, a ligação entre o nível físico (nível 1 OSI) e o de aplicação (nível 7 OSI) é feita utilizando vários protocolos emergentes ou através de software

desenvolvido pelo utilizador. O exemplo de um protocolo, baseado em CAN, standard industrial ao nível de aplicação é o DEVICEnet TM da Allen-Bradley o qual é utilizado para ligar em rede controladores lógicos programáveis e sensores inteligentes. Em resumo, o grande interesse pelo CAN por parte dos círculos da engenharia de automação industrial reside em diversas das suas características, nomeadamente as seguintes:

- Ser um standard ISO;
- Considerável imunidade ao ruído;
- Capacidade multimaster;
- Capacidade multicast;
- Capacidade eficaz de detectar e sinalizar erros;
- Simplicidade;
- Retransmissão automática de mensagens “em espera” logo que o barramento esteja livre;
- Reduzido tempo de latência;
- Atribuição de prioridade às mensagens;
- Flexibilidade de configuração;
- Distingão entre erros temporários e erros permanentes dos nós;
- Elevadas taxas de transferência (1 Mbit/s);
- Redução de cabo a utilizar;
- Baixo preço;
- Hardware standard.

D.2 RS-232

Devido à relativa simplicidade, tanto a nível de protocolo em si como a nível de hardware envolvido (em comparação à interface paralelo), a comunicação série é muito utilizada na indústria electrónica. Nos dias de hoje, a comunicação série mais popular é, certamente, a EIA/TIA-232-F. Esta norma, desenvolvida pela *Electronic Industry Association and the Telecommunications Industry Association (EIA/TIA)*, é popularmente conhecida por RS-232 onde RS significa *Recommended Standard*.

O nome oficial da norma EIA/TIA-232-F é “*Interface Between Data Terminal Equipment and Data Circuit-Termination Equipment Employing Serial Binary Data Interchange*”. Embora o nome da norma seja extenso, esta diz respeito apenas à comunicação série de dados entre um sistema *host*¹ e um sistema periférico².

Após o lançamento da norma, em 1962, esta já foi actualizada 4 vezes para melhor atender às necessidades de aplicações de comunicação série. A letra “E” da norma indica que esta é a quinta revisão da mesma.

A norma RS-232 existe para estabelecer a garantia de compatibilidade entre o sistema *host* e os sistemas periféricos especificando assim:

- Tensão comum e níveis de sinal;
- Configuração comum de pinos/cabos;
- Quantidade mínima de onformação de controlo entre o sistema *host* e os sistemas periféricos.

Ao contrário de muitos padrões que simplesmente especificam as características eléctricas de uma determinada interface, a RS-232 especifica as características eléctricas, funcionais e mecânicas, a fim de cumprir os três critérios acima citados.

D.2.1 Características Eléctricas

Nesta secção são especificados os níveis de tensão, taxa de troca de níveis de tensão e impedância da linha.

¹Equipamentos terminais de dados (*Data terminal equipment*) ou DTE

²Equipamentos de terminação de circuito de dados (*Data Circuit-Terminating Equipment*) ou DCE

A norma RS-232 original foi definida em 1962 e, como isso foi antes da “era da lógica TTL”, não é de admirar que a norma não utilizasse a correspondência de 5V para nível lógico 1 e GND para nível lógico 0. Assim sendo a correspondência era feita da seguinte forma: nível lógico 1 era definido entre +5V e +15V e nível lógico 0 entre -5V e -15V. Os níveis lógicos nos receptores eram definidos com uma margem de 2V para ruído.

A norma limita também a taxa máxima de comutação de nível lógico para ajudar a redução de colisões entre sinais adjacentes. Quanto mais lento o tempo de subida e o tempo de queda, menos é a probabilidade de haver colisões. Assim sendo, a taxa máxima de comutação é de 30V/ms. Além disso foi imposta uma taxa máxima para troca de dados de 20 kbps também com a finalidade de reduzir as probabilidades de colisões na comunicação.

A impedância da interface entre o condutor e o receptor foi também definida. A impedância na linha é especificada para ser entre $3K\Omega$ e $7K\Omega$. Na primeira versão da norma, o comprimento do cabo entre o emissor e o receptor deveria ser, no máximo, de 15m. Esta especificação foi alterada na revisão “D”. Em vez de ser especificado o comprimento máximo do cabo foi especificado a máxima carga capacitiva na linha de 2500pF. Assim sendo, o comprimento máximo do cabo é dado pela capacitância por unidade de comprimento do cabo.

D.2.2 Características Funcionais

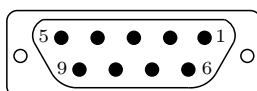
A definição das características funcionais especifica a função dos diferentes sinais que são utilizados na interface. Estes são divididos em quatro categorias: comum, dados, controlo e *timing*. A tabela D.1 ilustra os sinais que são definidos pela norma RS-232. A norma fornece uma abundância de sinais de controlo e suporta canais de comunicação primários e secundários. Felizmente poucas aplicações necessitam desses sinais todos. Por exemplo, apenas oito sinais são utilizados para uma comunicação comum. Algumas aplicações simples podem exigir apenas dois sinais (dados).

Tabela D.1: Sinais especificados pela norma EIA/TIA-232

Mnemónica	Nome do Sinal	Direcção	Tipo	Pino DB9
AB	Sinal comum	-	Comum	-
BA	Dados transmitidos (TD)	para o DCE	Dados	3
BB	Dados recebidos (RD)	do DCE	Dados	2
CA	Pedido para envio (RTS)	para o DCE	Controlo	7
CB	Limpar para enviar (CTS)	do DCE	Controlo	8
CC	DCE Pronto (DSR)	do DCE	Controlo	6
CD	DTE Pronto (DTR)	para o DCE	Controlo	4
CE	Indicador de campainha (RI)	do DCE	Controlo	9
CF	Detector de portadora de dados (DCD)	do DCE	Controlo	1
CG	Detector de qualidade de sinal	do DCE	Controlo	-
CH	Detector da taxa de dados do DTE	para o DCE	Controlo	-
CI	Detector de taxa de dados do DCE	do DCE	Controlo	-
CJ	Pronto para receber	do DCE	Controlo	-
RL	<i>Loopback</i> remoto	para o DCE	Controlo	-
LL	<i>Loopback</i> local	para o DCE	Controlo	-
TM	Modo de teste	do DCE	Controlo	-
DA	Transmissor do elemento do sinal de <i>Timing</i> do DTE	para o DCE	<i>Timing</i>	-
DB	Transmissor do elemento do sinal de <i>Timing</i> do DCE	de DCE	<i>Timing</i>	-
DD	Receptor do elemento do sinal de <i>Timing</i> do DCE	de DCE	<i>Timing</i>	-
SBA	Dados transmitidos secundários	para o DCE	Data	-
SBB	Dados recebidos secundários	do DCE	Data	-
SCA	Pedido para envio (secundário)	para o DCE	Controlo	-
SCB	Limpar para enviar (secundário)	do DCE	Controlo	-
SCF	Detector de portadora de dados (secudário)	do DCE	Controlo	-

D.2.3 Características Mecânicas

A especificação mecânica define a função de cada um dos pinos de um conector de 25 pinos. Como já referido em D.2.2, raramente são utilizados todos os sinais. Assim sendo, usualmente, utiliza-se uma ficha de 9 pinos. O mais popular é o conector DB9 que fornece os meios para transmitir e receber sinais necessários para aplicações mais frequentes. O pino 5 é ligado à massa (GND).

Figura D.1: *Pin-out* de um conector DB9

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Apêndice E

Esquemáticos do Controlador *Brushless*

Nesta secção são apresentados os esquemáticos da placa de sinais e da placa de potência. O esquemático do μ Controlador é apresentado na figura E.1, o esquemático referente ao condicionamento dos sinais assim como selecção do modo de funcionamento do controlador *brushless* é apresentado na figura E.2.

Relativamente à placa de potência, o esquemático dos Mosfets e respectiva driver é apresentado na figura E.3 e, por fim, o esquemático dos DC/DC's é apresentado na figura E.4.

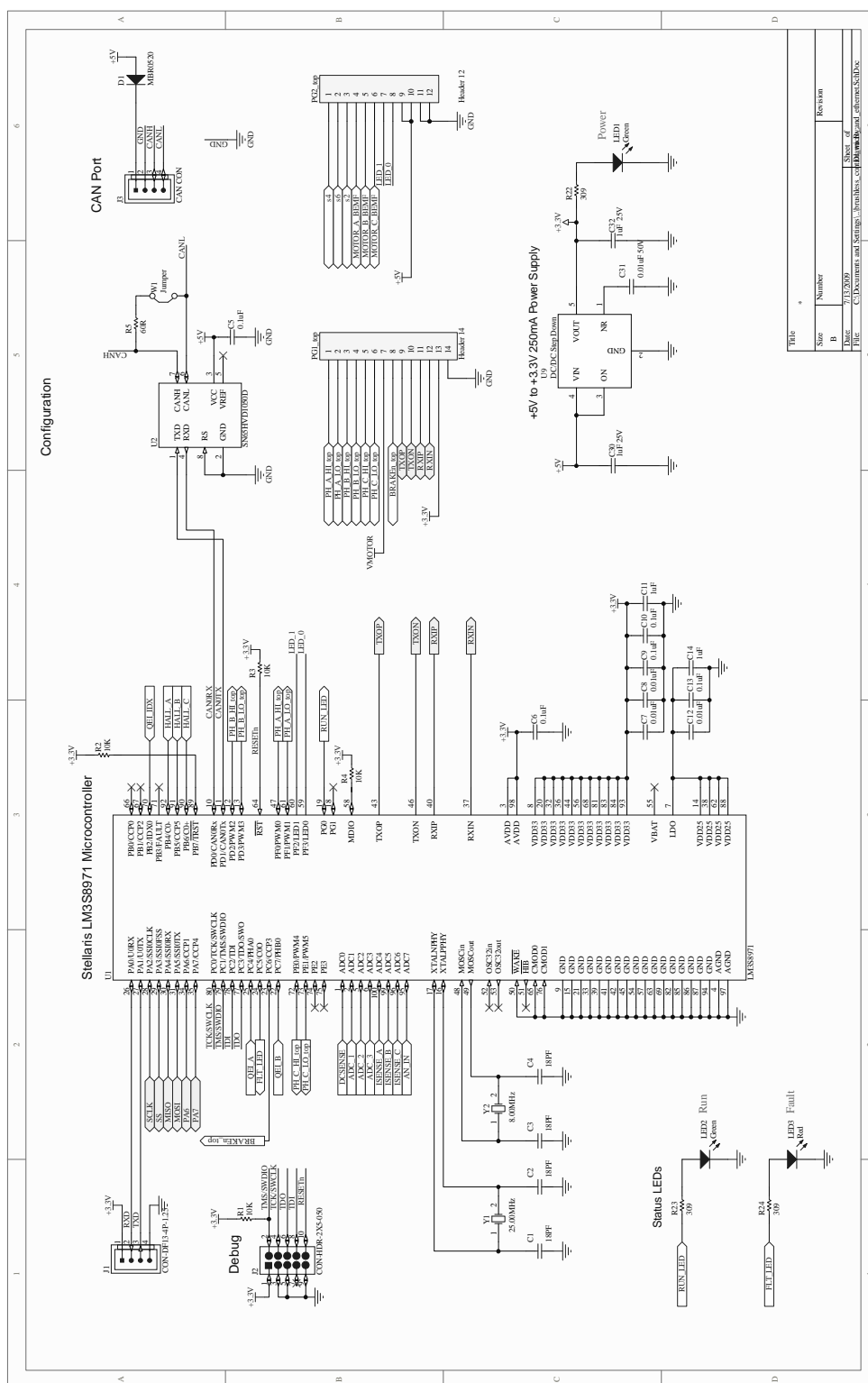


Figura E.1: Esquemático da placa de sinais (parte 1/2)

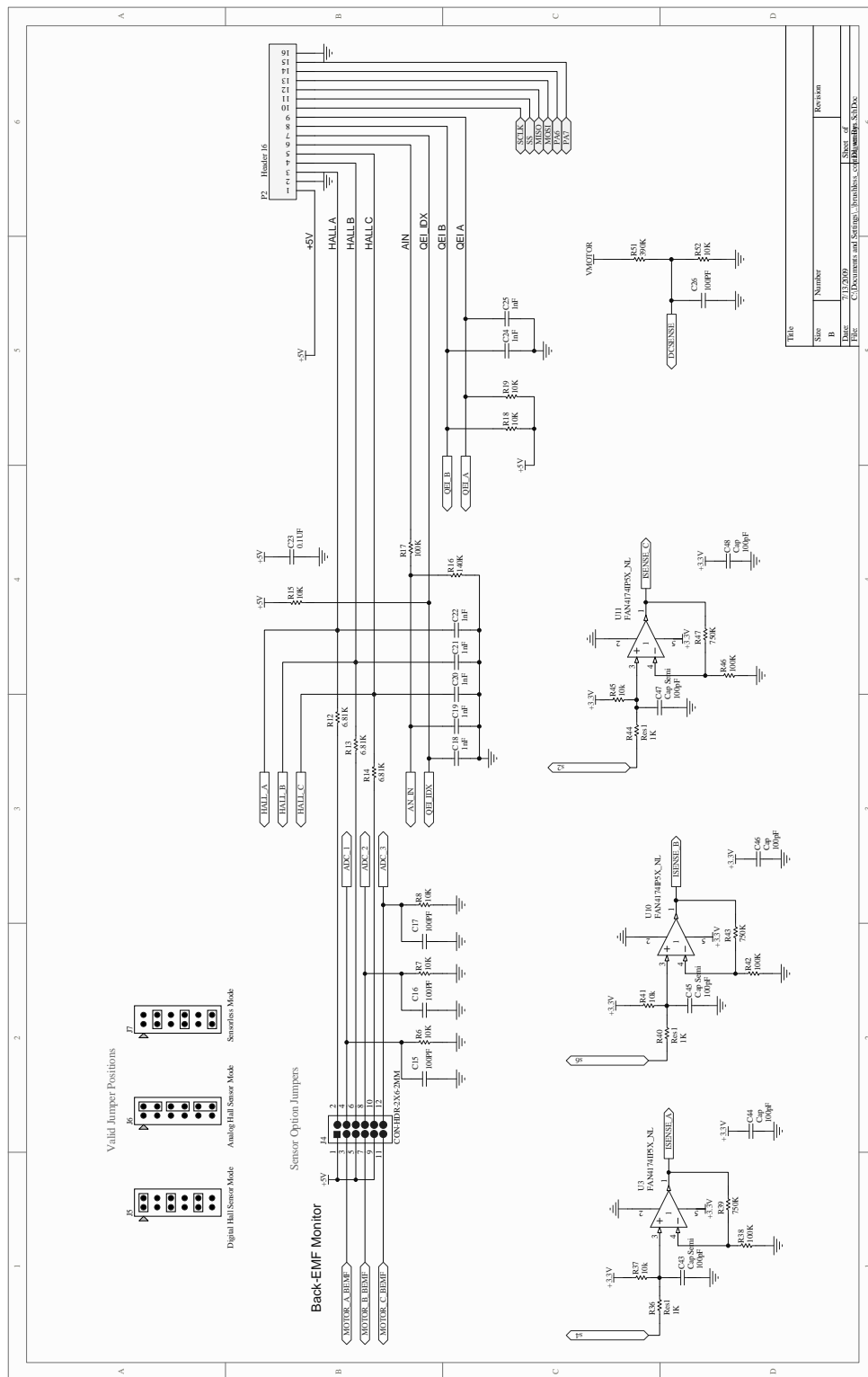


Figura E.2: Esquemático da placa de sinais (parte 2/2)

APÊNDICE E. ESQUEMÁTICOS DO CONTROLADOR BRUSHLESS

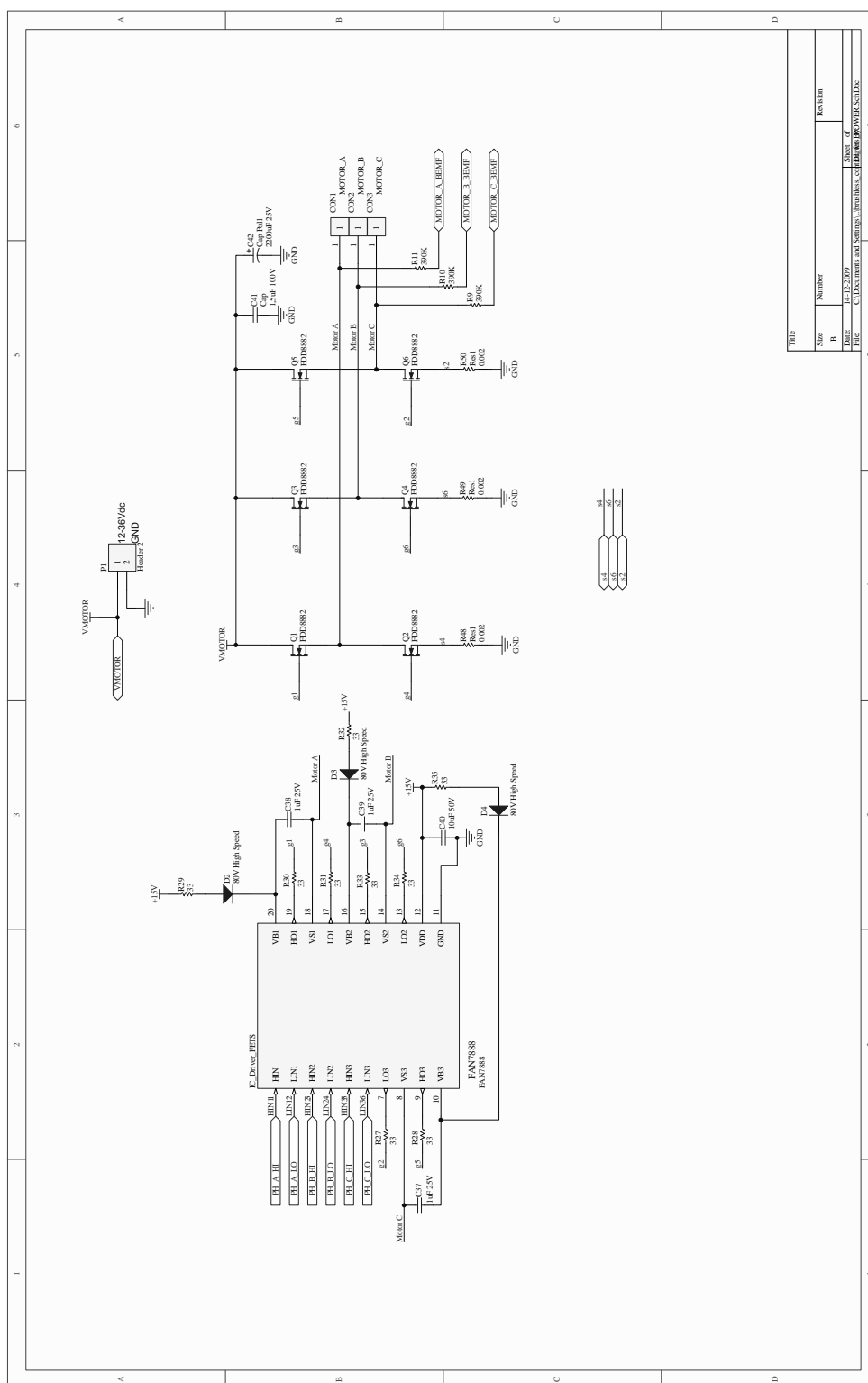


Figura E.3: Esquemático da placa de potência (parte 1/2)

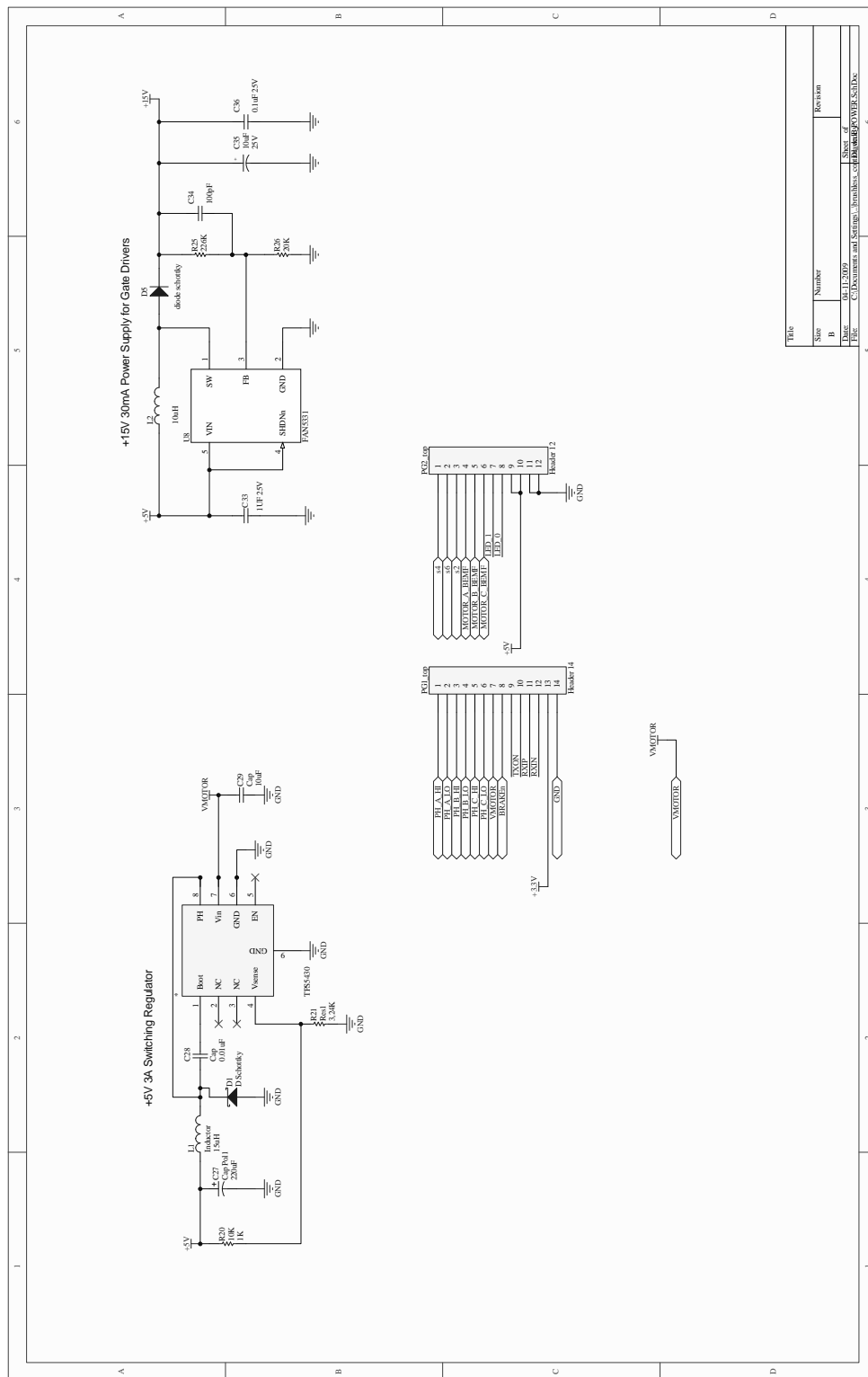


Figura E.4: Esquemático da placa de potência (parte 2/2)